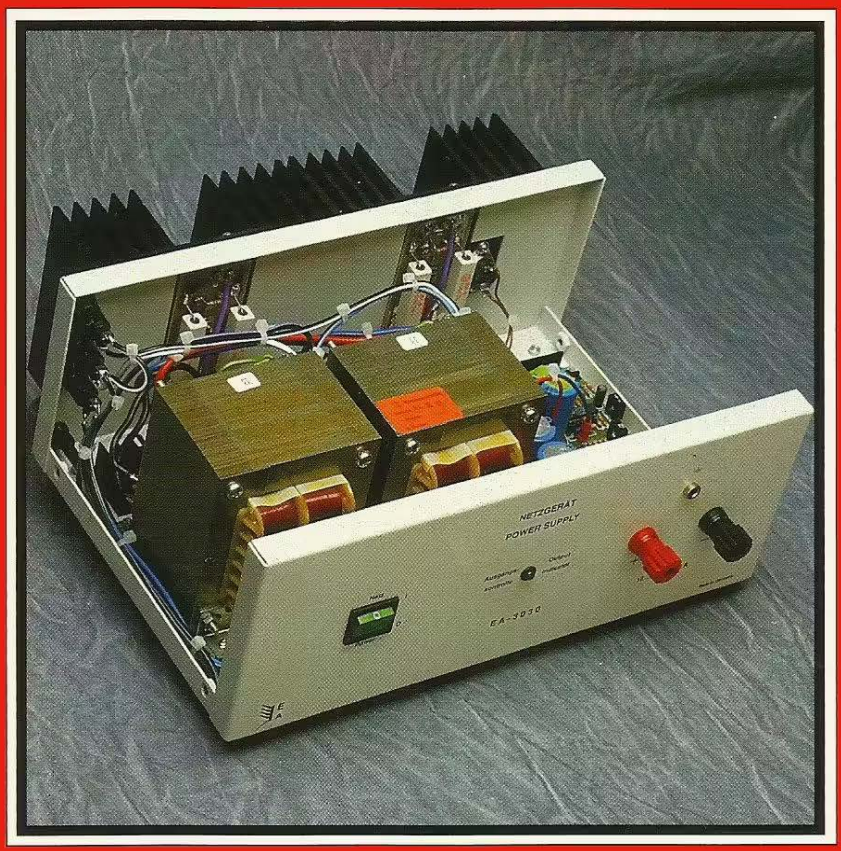
PIERRE MAYÉ

les alimentations tome 1



ISBN 2-903055-38-8

emap.alpha

Diffusion
EYROLLES

emap•alpha

Diffusé par EYROLLES
61 bld Saint Germain 75240 Paris Cedex 05

Dépôt légal : 1er trimestre 1996
Tous droits de reproduction, d'adaptation et de traduction réservés pour tous pays.
Copyright 1996. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced by any form without the written permission of the publishers.

Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

PIERRE MAYÉ

les alimentations tome 1

Tous les circuits électroniques ont un point commun : ils ont besoin d'une certaine énergie pour fonctionner. Sauf de rares exceptions, cette énergie est fournie par une source de tension continue : l'alimentation. On dispose de deux possibilités pour sa réalisation : d'une part, les piles et les accumulateurs qui sont directement des générateurs de tension continue et d'autre part les alimentations électroniques convertissant la puissance issue du secteur alternatif. C'est cette deuxième catégorie qui nous intéresse ici. L'évolution de la technique a modifié la conception des alimentations. L'intégration poussée de nombreux circuits a apporté des simplifications considérables. Par ailleurs, de nouvelles possibilités sont apparues, en particulier avec les régulateurs à découpage.

L'ouvrage étudie les différentes fonctions nécessaires à la réalisation des alimentations. On y trouve l'analyse des principes de fonctionnement, la démonstration des formules utiles à la conception et un certain nombre de renseignements pratiques. De nombreux exemples sont présentés. La démarche de choix des composants est menée complètement et les calculs numériques sont toujours détaillés.

Etant donné l'étendue du sujet, l'ouvrage est divisé en deux tomes : le premier regroupe les chapitres 1 à 7 tandis que le deuxième est formé des chapitres 8 à 15.

L'auteur tient à remercier les différents constructeurs qui lui ont fourni des documentations sur leurs produits.

PRESENTATION

ROLE DE L'ALIMENTATION

Presque tous les montages électroniques exigent une alimentation continue. Il est en effet nécessaire de fournir à un circuit l'énergie qu'il lui faut pour fonctionner correctement en lui permettant de délivrer une énergie utile à sa charge et de compenser ses pertes internes inévitables (à cause de l'effet Joule). Il faut également mettre les composants dans les conditions où ils peuvent assurer leur fonction : on parle alors de polarisation. Par exemple, quand on réalise un amplificateur audio, son alimentation fournit la puissance utile au haut-parleur et les pertes dans les résistances et les transistors du montage. De plus, la tension continue constante imposée par cette alimentation permet de fixer le point de repos des transistors afin d'obtenir le fonctionnement envisagé. Ainsi, l'étage de sortie sera polarisé en classe B en plaçant les transistors à leur limite de conduction. Les signaux d'entrée entraînent alors des variations des tensions et des courants qui constituent l'information à traiter. Par contre, la source de ces signaux ne fournit qu'une faible puissance. Les transferts d'énergie dans ce cas peuvent être représentés par le diagramme de la figure I-1. Lorsque l'alimentation est à l'intérieur d'un appareil et à son usage spécifique, on parle d'alimentation d'équipement. Il s'agit alors d'une ou plusieurs sources de tensions continues selon les besoins du montage. L'alimentation peut être autonome (pile ou accumulateur). C'est nécessaire dans les appareils portatifs, et ce peut être intéressant dans les équipements à faible consommation. Toutefois, l'énergie accumulée est très coûteuse et il faut périodiquement changer les piles ou recharger les accumulateurs. De ce fait, dès que la puissance consommée n'est plus négligeable, on préfère utiliser des alimentations prélevant l'énergie sur le réseau de distribution électrique. Un rôle supplémentaire de l'alimentation est alors l'isolement. Celui-ci est presque toujours nécessaire, essentiellement pour des raisons de sécurité de l'utilisateur, mais aussi pour des problèmes de connexions entre appareils et de transmission des parasites. La tension du secteur étant toujours sinusoïdale, une alimentation est un convertisseur alternatif-continu. Un certain nombre de fonctions supplémentaires sont également nécessaires pour assurer une stabilité correcte de la tension malgré d'éventuelles perturbations et pour assurer la protection de l'appareil. Un autre type d'alimentation répond à un besoin différent : l'alimentation de laboratoire. Il s'agit

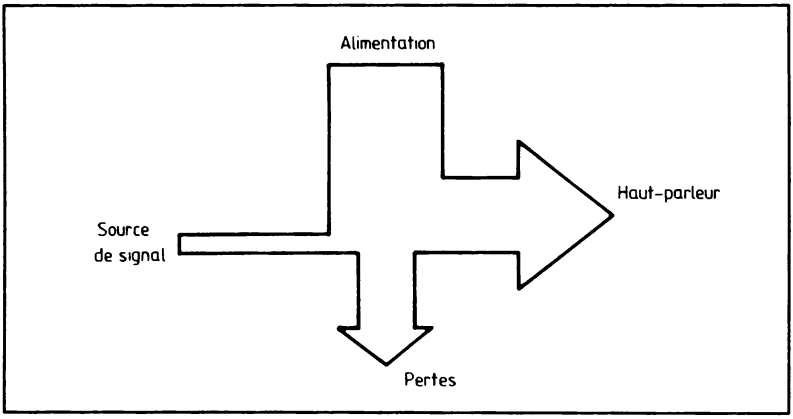


Fig. I-1 : Echanges énergétiques dans un amplificateur audio.

alors d'un appareil utile à l'électronicien pour ses manipulations et qui comprend une ou plusieurs sorties indépendantes délivrant des tensions ou des courants réglables par des potentiomètres accessibles sur la face avant et dont on peut lire les valeurs sur des indicateurs à aiguille ou à afficheurs électroluminescents. Le technicien peut ainsi disposer soit d'une source de tension avec limitation de courant, soit d'une source de courant avec limitation de tension. Ces fonctions sont très utiles pour relever les caractéristiques des composants ou alimenter les circuits en essai. De plus, l'alimentation de laboratoire possède des protections élaborées afin d'éviter les conséquences de manipulations erronées.

DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATIONS

ALIMENTATION NON STABILISEE

La solution la plus simple pour créer une source de tension continue à partir du secteur est représentée à la figure I-2. Il s'agit uniquement du convertisseur alternatif-continu de base. Le transformateur permet à la fois de réaliser l'isolement et d'abaisser la tension pour la rendre compatible avec les niveaux habituellement exigés par les circuits électroniques. Son étude est menée au chapitre 2. Ensuite, le redresseur permet de passer d'une tension alternative à une tension unidirectionnelle (c'est-à-dire ayant toujours la même polarité). Cette fonction est remplie par des montages à diodes qui sont détaillés au chapitre 3. L'obtention d'une tension continue n'est possible qu'en éliminant l'ondulation de la tension redressée par un filtre. Les petites alimentations qui nous intéressent ici utilisent un condensateur pour ce filtrage. L'étude correspondante, au cours de laquelle on doit revenir sur le fonctionnement du redresseur, est conduite au chapitre 4. Le simple montage qui vient d'être décrit est

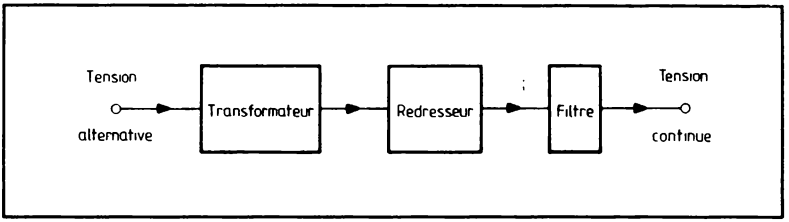


Fig. I-2 : Principe d'une alimentation non stabilisée.

en fait peu utilisé car la tension de sortie est facilement influencée par les perturbations et en particulier par la charge à alimenter. La qualité demandée pour les alimentations des circuits électroniques actuels exige une stabilisation, ou mieux, une régulation.

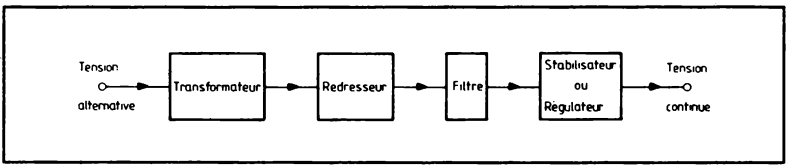


Fig. I-3 : Principe d'une alimentation stabilisée ou régulée (structure classique).

ALIMENTATION STABILISEE OU REGULEE

Un étage supplémentaire permet de limiter l'influence des perturbations sur la tension de sortie comme le montre la figure I-3. Si le circuit n'utilise que la non-linéarité de certains composants comme la diode Zener, on parle de stabilisateur tandis que si le montage fait appel à un asservissement, on le qualifie de régulateur. L'élément qui agit sur la tension de sortie peut fonctionner soit en régime linéaire, soit en commutation (découpage). Le premier cas conduit à d'excellentes qualités en stabilisation et sa commande est assez facile. Par contre, le rendement est mauvais du fait des pertes importantes dans les composants actifs en régime linéaire. Le second cas permet d'atteindre un rendement plus élevé, mais est source de parasites et un peu plus délicat pour sa commande. Le chapitre 5 expose quelques généralités sur la question et les chapitres 6 à 9 traitent successivement des stabilisateurs, des régulateurs linéaires puis des régulateurs à découpage. L'inconvénient de la structure classique décrite précédemment est d'employer un transformateur directement relié au secteur. Celui-ci est presque toujours nécessaire pour l'isolement, mais comme il fonctionne à 50 Hz, il est construit sur un noyau de fer lourd et encombrant. Les alimentations à découpage ont une structure différente comme le montre la figure I-4. Le redressement et le filtrage ne sont pas isolés du secteur, mais

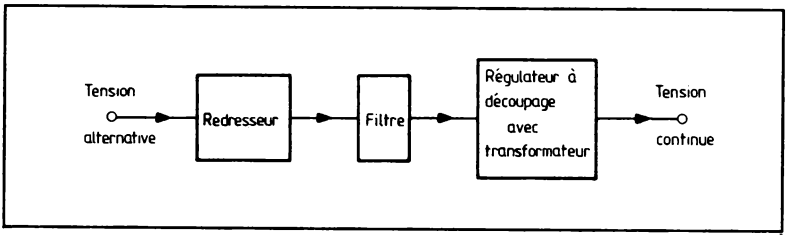


Fig. I-4 : Principe d'une alimentation à découpage.

c'est le régulateur à découpage qui contient un transformateur. Les diverses solutions sont évoquées au chapitre 8. L'intérêt est que le transformateur fonctionne à la fréquence élevée du découpage et est donc construit sur un noyau de ferrite moins lourd et moins encombrant. Toutefois, la régulation d'une telle alimentation est plus complexe puisque la boucle de retour doit elle aussi être isolée. Dans certains cas exceptionnels, l'isolement du secteur n'est pas requis. On peut alors utiliser des montages simples et peu coûteux qui sont décrits au chapitre 14. Si les circuits cités jusqu'à présent constituent des sources de tension, on a parfois besoin de sources de courant, par exemple dans les alimentations de laboratoire. Le chapitre 10 étudie les montages qui permettent de convertir une tension en courant en assurant une stabilité correcte de ce paramètre. Le chapitre 13 évoque le cas particulier des redresseurs élévateurs qui permettent d'obtenir des potentiels importants dans certains appareils. La protection des alimentations est décrite au chapitre 11 et le refroidissement des composants est étudié au chapitre 15.

CONVERTISSEUR DE TENSION

On souhaite souvent obtenir une tension continue différente de celle qui est déjà disponible grâce à une alimentation secteur, une pile ou une batterie. On peut facilement abaisser le niveau soit par un régulateur linéaire, soit par un régulateur à découpage (chapitres 7 à 9). Pour élever une tension ou inverser sa polarité, on ne dispose que des régulateurs à découpage (chapitres 8 et 9). Toutefois, pour de faibles puissances, on fait appel à des circuits un peu différents qui, tout en utilisant des composants actifs en commutation, ne nécessitent pas de bobinage comme les régulateurs à découpage habituels. C'est l'objet du chapitre 12.

TRANSFORMATEUR

Le transformateur est présent dans presque toutes les alimentations branchées sur le secteur. Il assure l'isolement entre le réseau et l'appareil. De plus, dans les alimentations classiques, il permet d'abaisser la tension efficace du secteur à une valeur compatible avec les nécessités des circuits électroniques. L'étude du transformateur d'alimentation diffère des théories classiques de l'électrotechnique : d'une part, les courants ne sont pas sinusoïdaux et d'autre part, les approximations faites pour les transformateurs de forte puissance ne sont pas toujours justifiées pour les petites unités.

PRINCIPE

Un transformateur monophasé est constitué d'un noyau ferromagnétique fermé réalisé avec un matériau de forte perméabilité sur lequel sont placés deux enroulements. L'une de ces bobines, appelée **primaire**, est alimentée par une source de tension alternative. Un flux magnétique est alors créé dans le noyau. L'autre enroulement, nommé **secondaire**, est le siège d'une force électromotrice induite. Si le circuit est fermé sur un récepteur, il apparaît un courant qui donne une force magnétomotrice qui s'oppose à celle du primaire. Comme le flux est imposé par la tension de la source alternative, la force magnétomotrice résultante est inchangée et le primaire appelle un courant qui permet le maintien de l'état magnétique du noyau. On peut ainsi transférer une puissance du primaire vers le secondaire sans aucun contact électrique. Dans son principe, l'appareil est réversible, l'un quelconque des enroulements pouvant être choisi comme primaire. En pratique, le rôle des deux bobines est cependant bien défini.

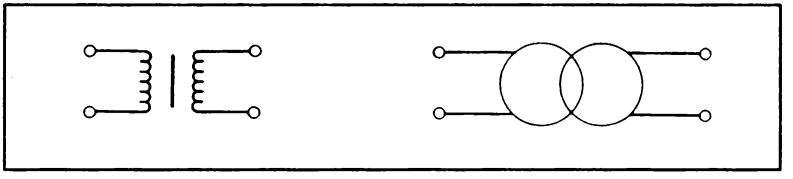


Fig. II-1 : Symboles d'un transformateur monophasé.

Sur les schémas, un transformateur peut être représenté par l'un des deux symboles indiqués à la figure II-1. Le premier fait apparaître les deux enroulements, séparés par un trait qui rappelle la présence du noyau ferromagnétique. Toutefois, ces symboles sont insuffisants pour connaître totalement le transformateur car les deux extrémités des enroulements ne sont pas équivalentes. En effet, le sens de bobinage détermine le sens du champ magnétique créé et donc les polarités instantanées des tensions induites. Les deux possibilités sont données à la figure II-2 : le pas à gauche et le pas à droite.

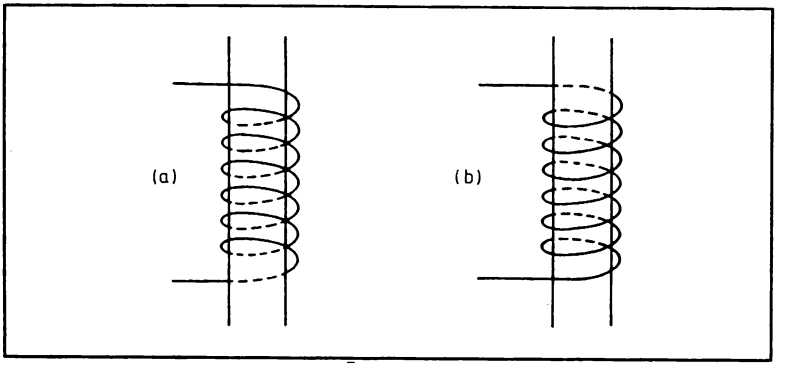


Fig. II-2 : Sens de bobinage : pas à gauche (a) et pas à droite (b).

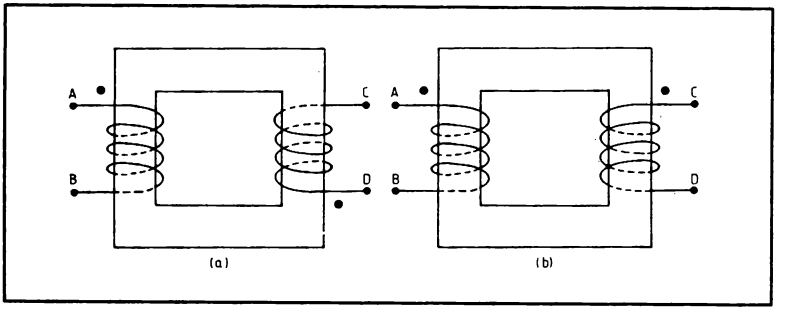


Fig. II-3 : Deux bobinages de même sens (a) ou de sens contraires (b).

L'important est de savoir si les deux enroulements sont de même sens ou de sens contraire. A la figure II-3, on a illustré les deux cas en représentant les deux bobines sur des colonnes opposées du circuit magnétique pour la clarté du schéma, bien que cela ne corresponde pas à la disposition réelle d'un transformateur. Pour conserver une information sur les sens de bobinage avec le symbole du transformateur, on pointe une extrémité de chaque enroulement (figure

II-4). Ces bornes homologues correspondent à des points de même polarité instantanée. En effet, si la borne A du transformateur (a) de la figure II-3 est à un instant à une tension positive par rapport à l'autre extrémité B du primaire, le courant entre par A (le primaire est un récepteur) et crée un flux qui induit une force électromotrice dans le secondaire telle que la borne D soit positive par rapport à C. Si une charge est connectée sur le transformateur, le courant sortira à cet instant de la borne D (le secondaire est un générateur). Par contre, sur le transformateur (b), c'est la borne C qui serait positive par rapport à D à cet instant.

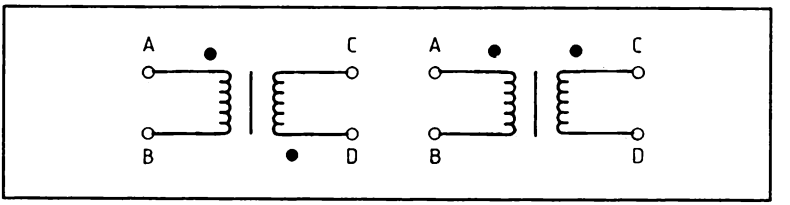


Fig. II-4 : Pointage des enroulements.

Avant de mettre en équations le transformateur, il est nécessaire de bien préciser les conventions de signe adoptées pour les différentes grandeurs électriques et magnétiques. Beaucoup de possibilités existent et il ne faut pas s'étonner de voir dans plusieurs ouvrages des formules qui diffèrent par leur signe : aucune n'est fausse, mais les auteurs ont simplement utilisé des conventions diverses. Pour notre part, nous choisirons les définitions qui suivent au plus près la réalité physique. Ces conventions ont de plus l'avantage de faire apparaître des signes + dans les principales relations pratiques. Les différentes grandeurs sont définies à la figure II-5. Les enroulements ont été choisis de même sens, ce qui est a priori le plus naturel. La première orientation est arbitraire. On a choisi le sens de parcours du circuit magnétique afin de pouvoir attribuer un signe aux flux. On a ensuite orienté la bobine primaire en concordance avec le circuit magnétique, un courant primaire positif crée un flux positif. Par contre, on oriente le secondaire de telle façon qu'un courant positif crée un flux négatif. Cela correspond à la réalité physique puisque le primaire magnétise le noyau tandis que le secondaire tend à le démagnétiser. Pour les tensions, on utilise la convention récepteur pour le primaire (qui constitue un récepteur vis-à-vis de la source) et la convention générateur pour le secondaire (qui constitue un générateur vis-à-vis de la charge). Pour le primaire, on définit une force contre-électromotrice d'induction (une force contre-électromotrice positive tend à faire circuler un courant négatif) et pour le secondaire, on définit une force électromotrice (une force électromotrice positive tend à faire circuler un courant positif).

Encore une fois, ce choix correspond au rôle réel des enroulements.

TRANSFORMATEUR IDEAL

Avec des hypothèses très simplificatrices, on peut rendre compte des propriétés essentielles du dispositif : c'est le modèle du transformateur idéal. On considère que le circuit magnétique a une réluctance nulle et n'est source d'aucune perte et que les enroulements ont une résistance nulle.

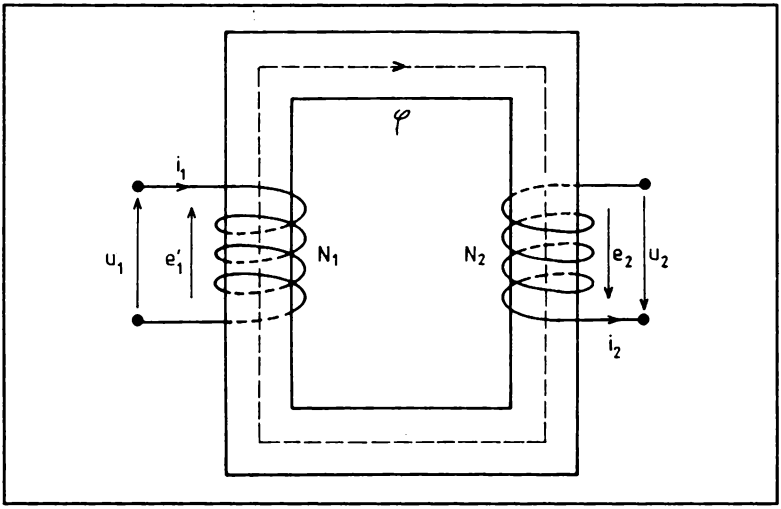


Fig. II-5 : Conventions de signe.

La loi de Faraday exprime la force contre-électromotrice e'_1 du primaire en fonction du flux φ et du nombre de spires N_1 de cet enroulement :

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

Le secondaire est traversé par le même flux, canalisé sans aucune fuite puisque la réluctance du circuit magnétique est nulle. La force électromotrice e_2 du secondaire s'exprime donc en fonction du flux φ et du nombre de spires N_2 de cette bobine :

$$e_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

Comme les enroulements n'ont pas de résistance, la tension u_1 appliquée au primaire est égale à la force contre-électromotrice :

$$u_1 = e'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

On en déduit que le flux est forcé : la tension de la source impose l'état magnétique du noyau.
La tension présente aux bornes du secondaire est égale à la force électromotrice induite :

$$u_2 = e_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

On constate que le quotient des deux tensions est constant :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

Le nombre k est appelé rapport de transformation de l'appareil. Certains auteurs préfèrent utiliser le quotient inverse et écrire :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{m}$$

Si $k > 1$, le transformateur est élévateur, si $k < 1$, il est abaisseur et si $k = 1$, l'appareil est un transformateur d'isolement.
Comme la réluctance du circuit magnétique est nulle, la relation d'Hopkinson impose une condition sur le courant i_1 du primaire et le courant i_2 du secondaire qui s'écrit :

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$$

On en déduit :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{k}$$

Le rapport des intensités est l'inverse de celui des tensions.
Pour établir les relations entre tensions et entre courants lorsque le transformateur est représenté par son symbole, il suffit de suivre ces deux règles : les tensions des extrémités pointées ont même polarité instantanée et les forces magnétomotrices sont munies d'un signe + dans la relation d'Hopkinson si la flèche d'orientation du courant entre par une extrémité pointée, d'un signe − dans le cas contraire.

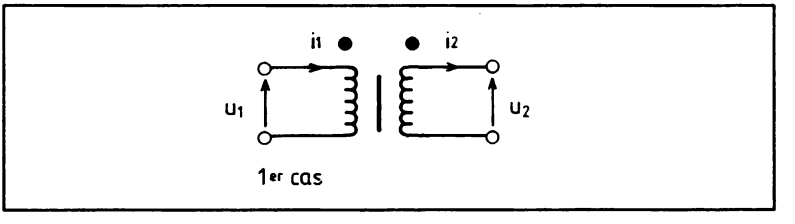


Fig. II-6 : 1er cas.

Pour l'exemple étudié, le symbole est celui de la figure II-6. On remarque que l'on a inversé la position du secondaire par rapport à la

disposition réelle (figure II-5). Cela n'a aucune importance puisque le circuit magnétique n'est plus représenté, mais que le sens relatif des bobinages est connu par le pointage. On peut par contre avoir ainsi une représentation conforme aux habitudes pour un quadripôle (flèches des tensions vers le haut). Par application directe des règles précédentes, on écrit :

$$\frac{u_2}{u_1} = k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{k}$$

Trois autres cas sont possibles. Pour le transformateur de la figure II-7, on a :

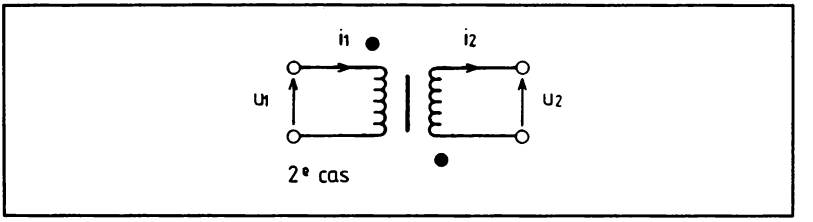


Fig. II-7 : 2e cas.

$$\frac{u_2}{u_1} = -k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{1}{k}$$

Pour le cas de la figure II-8, on écrit :

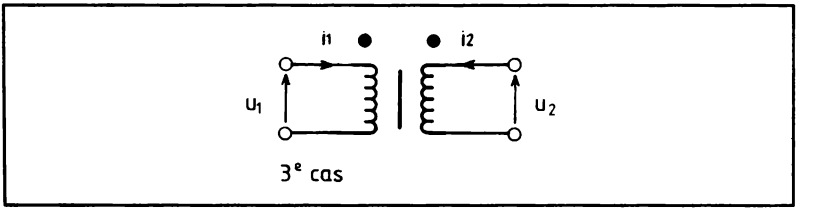


Fig. II-8 : 3e cas.

$$\frac{u_2}{u_1} = k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{1}{k}$$

Enfin, pour le schéma de la figure II-9, on a :

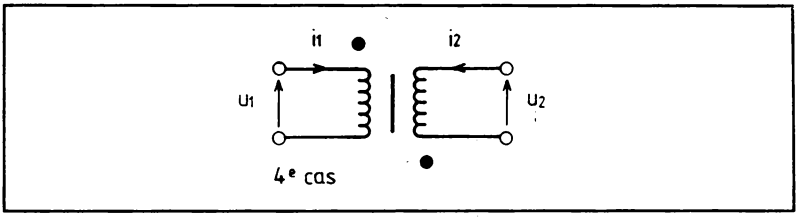


Fig. II-9 : 4e cas.

$$\frac{u_2}{u_1} = -k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{k}$$

On constate que l'on peut obtenir quatre formes différentes pour les deux relations de base d'un transformateur, selon les conventions de signe choisies. Dans la suite, nous nous placerons toujours dans le premier cas (signe + dans les deux relations).

Le transformateur idéal transmet l'énergie du primaire vers le secondaire sans aucune perte (rendement 100 %). En effet, la puissance instantanée appelée au réseau est :

$$p_1 = u_1 i_1$$

et la puissance fournie à la charge est :

$$p_2 = u_2 i_2$$

Compte tenu des relations entre tensions et entre courants, on a bien :

$$p_2 = k u_1 \quad \frac{i_1}{k} = u_1 i_1 = p_1$$

Une propriété intéressante du transformateur idéal concerne le transfert d'une résistance en série avec le primaire vers le secondaire, ou l'opération inverse. On considère le circuit (a) de la figure II-10. On peut écrire :

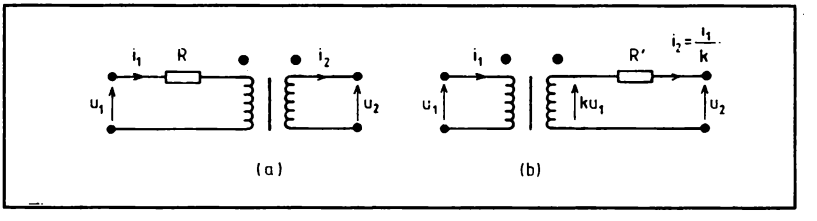


Fig. II-10 : Transfert d'une résistance du primaire vers le secondaire.

$$u_2 = k(u_1 - Ri_1)$$

Pour le circuit (b) de la même figure, on a :

$$u_2 = ku_1 - R'\frac{i_1}{k}$$

Les deux relations sont identiques à condition que :

$$R' = k^2R$$

On peut donc déplacer une résistance du primaire vers le secondaire, en multipliant sa valeur par le carré du rapport de transformation. Inversement, il est possible de déplacer une résistance du secondaire vers le primaire en divisant sa valeur par le carré du rapport de transformation. Ces deux propriétés sont également valables pour les inductances. On utilisera ces résultats pour modifier des schémas afin d'en faciliter l'emploi.

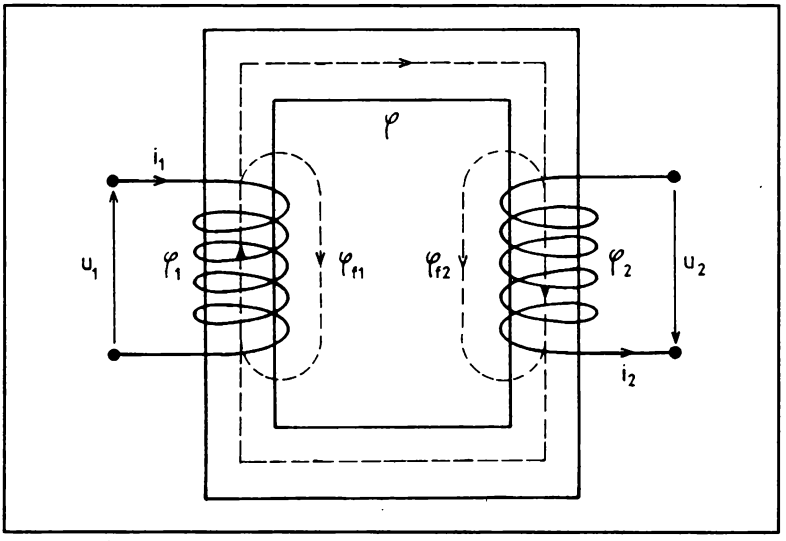


Fig. II-11 : Fuites de flux.

TRANSFORMATEUR REEL

Le comportement des transformateurs s'écarte en plusieurs points de celui qu'on peut prévoir avec le modèle idéal. Tout d'abord, les enroulements présentent une certaine résistance, soit r_1 pour le primaire et r_2 pour le secondaire, ce qui conduit à des pertes par effet Joule. Ensuite, il existe des fuites de flux. Comme le montre la figure II-11, les lignes de champ ne se referment pas toutes dans le matériau ferromagnétique, certaines ont leur trajet partiellement dans l'air. Le flux qui traverse le primaire est ainsi un peu différent de celui qui traverse le secondaire. En appelant φ le flux dans le circuit magnétique, commun aux deux enroulements, φ_{f1} et φ_{f2} les flux de fuites pour le primaire et pour le secondaire, on peut exprimer les

flux réels φ_1 et φ_2 dans les deux bobines :

$$\varphi_1 = \varphi + \varphi_{f1}$$

$$\varphi_2 = \varphi - \varphi_{f2}$$

Les réluctances des circuits magnétiques des fuites sont constantes car elles sont dues essentiellement à l'air (la réluctance de la partie ferromagnétique est très faible) et on peut écrire deux relations d'Hopkinson :

$$N_1 i_1 = \mathcal{R}_{f1} \varphi_{f1}$$

$$N_2 i_2 = \mathcal{R}_{f2} \varphi_{f2}$$

On en déduit l'expression de la force contre-électromotrice du primaire et celle de la force électromotrice du secondaire :

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi_1}{dt} = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{f1}} \frac{di_1}{dt}$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\varphi_2}{dt} = N_2 \frac{d\varphi}{dt} - \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{f2}} \frac{di_2}{dt}$$

On définit alors les inductances de fuites des deux bobines par :

$$l_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{f1}}$$

$$l_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{f2}}$$

On a ainsi :

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + l_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

Les lois des mailles appliquées aux circuits primaire et secondaire s'écrivent :

$$u_1 = e'_1 + r_1 i_1$$

$$u_2 = e_2 - r_2 i_2$$

Soit finalement :

$$u_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + r_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$u_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} - r_2 i_2 - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

On constate qu'en toute rigueur, le flux ne dépend pas seulement de la tension de la source, mais aussi de l'intensité au primaire. Toutefois, dans la pratique, la chute de tension dans r_1 et l_1 reste faible par rapport à la tension appliquée. On peut continuer à considérer que le flux est imposé par la source qui alimente le

primaire, bien que ce résultat ne soit qu'approché.
Le rapport des tensions n'est pas constant, mais on peut se ramener à la relation valable pour un transformateur idéal en ne considérant que les grandeurs :

$$u'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

et

$$u'_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

On a ainsi :

$$\frac{u'_2}{u'_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

Au point de vue des courants, une autre modification apparaît car la réluctance $\mathfrak{R}$ du circuit magnétique est faible, mais n'est pas nulle. La relation d'Hopkinson s'écrit donc :

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \mathfrak{R}\varphi$$

Le rapport des courants n'est pas constant, mais on peut écrire :

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 + \frac{\mathfrak{R}\varphi}{N_1}$$

Cette relation peut devenir :

$$i_1 = i_{1t} + i_o$$

en posant :

$$i_{1t} = k i_2 \text{ et } i_o = \frac{\mathfrak{R}\varphi}{N_1}$$

i_{1t} est appelé courant de travail ou courant utile car c'est lui qui assure le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire.

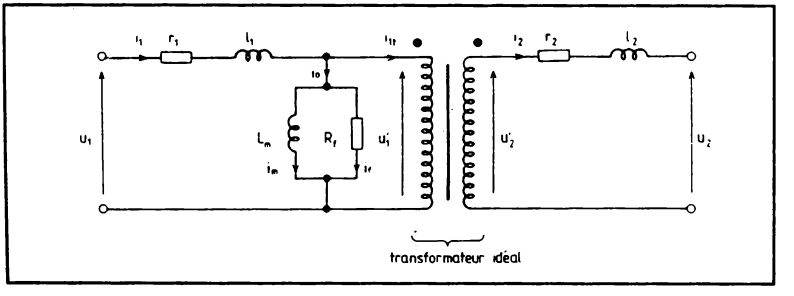


Fig. II-12 : Schéma équivalent du transformateur réel.

Pour rendre compte de l'ensemble des imperfections du transformateur réel, on peut le décrire par un schéma équivalent tel

que celui qui est représenté à la figure II-12. Ce modèle fait intervenir un transformateur idéal fictif, associé à des résistances et des inductances. Les lois des mailles pour l'entrée et la sortie du circuit donnent bien :

$$u_1 = u'_1 + r_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$u_2 = u'_2 - r_2 i_2 - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

Le transformateur idéal assure les relations :

$$u'_2 = k u'_1$$

$$i_{1t} = k i_2$$

La branche placée en parallèle sur le primaire permet d'avoir :

$$i_1 = i_{1t} + i_o$$

Si la réluctance du circuit magnétique était constante, cette branche ne comporterait qu'une bobine idéale d'inductance :

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}}$$

On aurait bien :

$$u'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} = L_m \frac{di_o}{dt}$$

Cependant, les non-linéarités du matériau magnétique (saturation et hystérésis) compliquent les choses. On peut toutefois obtenir une représentation correcte des effets magnétiques et énergétiques en modélisant la branche considérée par une inductance L_m en parallèle avec une résistance R_f. Ce dernier élément permet de rendre compte des pertes ferromagnétiques (dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault). La justification précise de cette représentation sera faite au paragraphe suivant dans le cas particulier d'une tension d'alimentation sinusoïdale.

Le schéma équivalent complet décrit bien le fonctionnement du

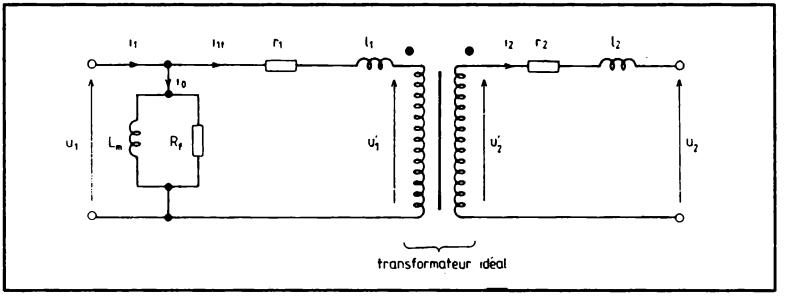


Fig. II-13 : Schéma équivalent approché.

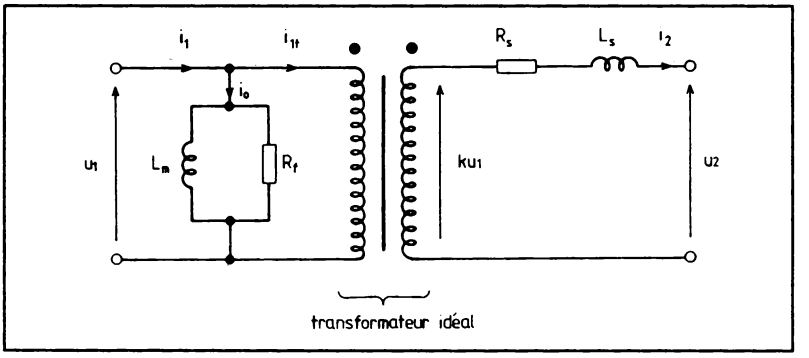


Fig. II-14 : Schéma équivalent avec résistance et inductance ramenées au secondaire.

transformateur, mais son usage est difficile et surtout ses paramètres sont de mesure délicate. On préfère donc utiliser un schéma simplifié plus commode d'emploi. Pour cela, on estime que la circulation du courant i_o dans r_1 et l_1 n'apporte qu'une chute de tension négligeable. On peut ainsi reporter la branche L_m, R_f à l'entrée du schéma comme l'indique la figure II-13 puis utiliser la propriété de transfert des résistances et des inductances par un transformateur idéal. Cela conduit au schéma simplifié de la figure II-14. Les éléments qui apportent une chute de tenion ont été ramenés au secondaire. Du fait de la multiplication par k^2 de la résistance et de l'inductance du primaire, on a :

$$R_s = r_2 + k^2 r_1$$
$$L_s = l_2 + k^2 l_1$$

TRANSFORMATEUR EN CHARGE SUR REDRESSEUR

Le transformateur d'une alimentation continue classique fonctionne dans des conditions particulières. Le primaire étant branché sur le réseau, la tension appliquée est sinusoïdale, de fréquence 50 Hz et de valeur efficace 220 V :

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\cos \omega t \qquad \begin{matrix} U_1 = 220 \text{ V} \\ \omega = 314 \text{ rad/s} \end{matrix}$$

Le secondaire débitant sur un redresseur muni d'un filtre capacitif, le courant a la forme d'impulsions. Dans le cas d'un redressement monophasé, les impulsions sont unidirectionnelles (figure II-15) et l'intensité moyenne n'est pas nulle. Par contre, dans le cas du redressement biphasé (pont de Graetz), les impulsions sont bidirectionnelles (figure II-16) et l'intensité moyenne est nulle.

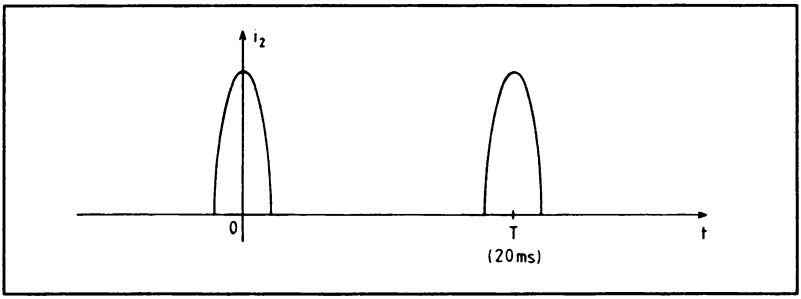


Fig. II-15 : Allure du courant appelé par un redresseur monophasé.

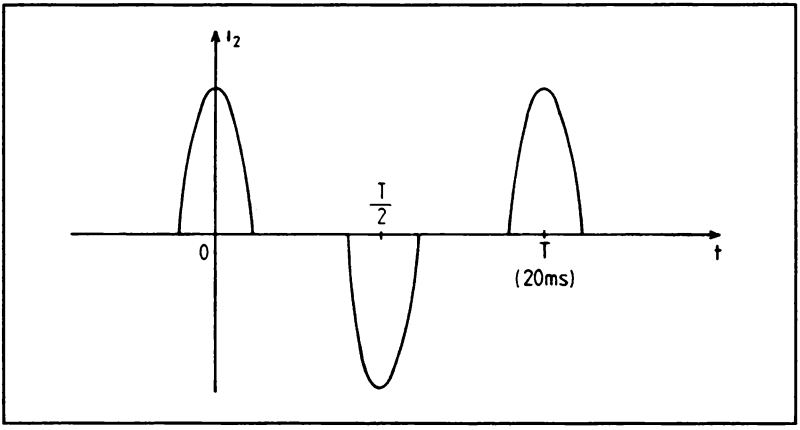


Fig. II-16 : Allure du courant appelé par un redresseur biphasé (pont de Graetz).

Le flux est forcé par la tension appliquée au primaire. En négligeant la chute de tension dans r_1 et l_1, on a :

$$u_1 \approx N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

Et donc :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1} \cos \omega t$$

On en déduit :

$$\varphi = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega} \sin \omega t + \Phi_o$$

Φ_o est une constante d'intégration qui n'est nulle que si le courant débité par le transformateur est alternatif (cas du redressement biphasé). Dans le cas contraire (redressement monophasé), Φ_o constitue une composante continue du flux qui tend à saturer le

noyau ferromagnétique. Dans tous les cas, l'amplitude de la composante alternative du flux est :

$$\Phi_M = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega}$$

On en déduit la relation de Boucherot :

$$U_1 = \sqrt{2}\ \pi\ N_1\ f\ \Phi_M$$

La relation entre les intensités dépend beaucoup de la présence éventuelle d'une composante continue dans le courant de sortie du transformateur. En effet, un courant constant crée un flux constant qui n'induit pas de force contre-électromotrice et donc ne produit pas de courant au primaire. On dit que la valeur moyenne de la force magnétomotrice du secondaire ne peut pas être compensée par la force magnétomotrice du primaire. Il en résulte une augmentation importante du courant magnétisant. La relation approchée entre les intensités, obtenue en négligeant la composante alternative du courant magnétisant s'écrit :

$$i_1 = k(i_2 - I_{20})$$

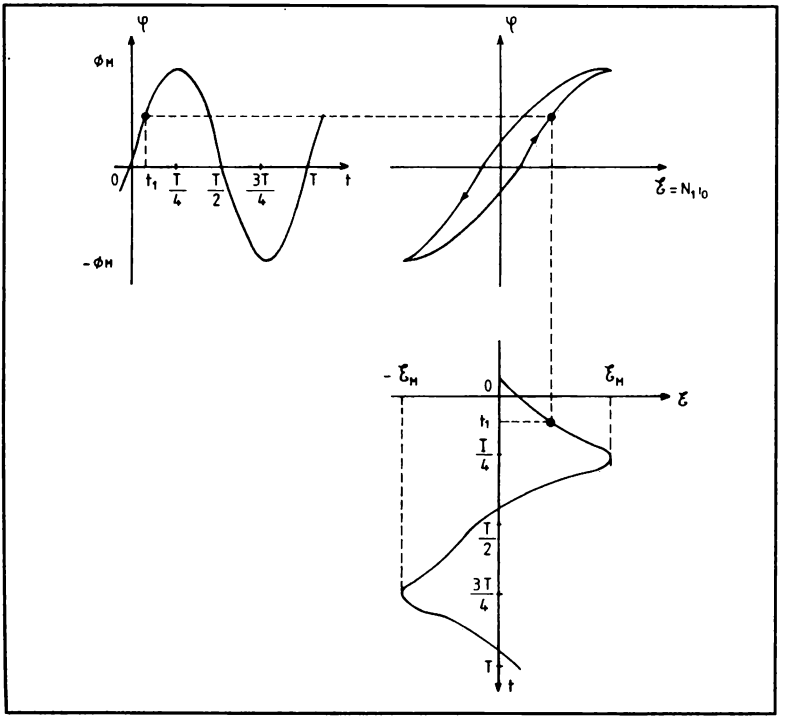


Fig. II-17 : Construction de la courbe des variations de la force magnétomotrice résultante.

où I_{20} est la valeur moyenne du courant au secondaire.
Au paragraphe précédent, on a abordé le problème de la non-linéarité du matériau ferromagnétique. Il est possible de préciser les choses lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale. En effet, on a vu que dans ce cas le flux est également sinusoïdal, à condition que la chute de tension dans r_1 et l_1 puisse être négligée (et si le courant secondaire n'a pas de composante continue). La saturation et l'hystérésis font que la force magnétomotrice résultante $\mathcal{E}$ n'est pas sinusoïdale. Pour déterminer ses variations, il suffit de faire une construction graphique sur le cycle d'hystérésis du matériau comme le montre la figure II-17. Il en résulte que la force magnétomotrice est une fonction périodique de même fréquence que la tension d'alimentation, mais déformée par un certain nombre d'harmoniques. Du fait de la symétrie de la courbe, il n'existe pas d'harmoniques de rang pair. De plus, pour se ramener au schéma équivalent, on écrira la décomposition sur le courant i_o plutôt que sur $\mathcal{E}$, ce qui revient au même puisque :

$$\mathcal{E} = N_1 i_o$$

On a ainsi :

$$i_o = I_{o1}\sqrt{2}\cos(\omega t - \Psi_1) + I_{o3}\sqrt{2}\cos(3\omega t - \Psi_3) + I_{o5}\sqrt{2}\cos(5\omega t - \Psi_5) + \ldots$$

La valeur efficace de ce courant est :

$$I_o = \sqrt{I^2_{o1} + I^2_{o3} + I^2_{o5} + \ldots}$$

Pour simplifier l'étude, on convient de remplacer le courant i_o par un courant sinusoïdal fictif i'_o ayant même valeur efficace I_o et dont le déphasage Ψ par rapport à la tension u'_1 (ou pratiquement u_1) est tel que :

$$\cos\Psi = \frac{P_f}{U'_1 I_o}$$

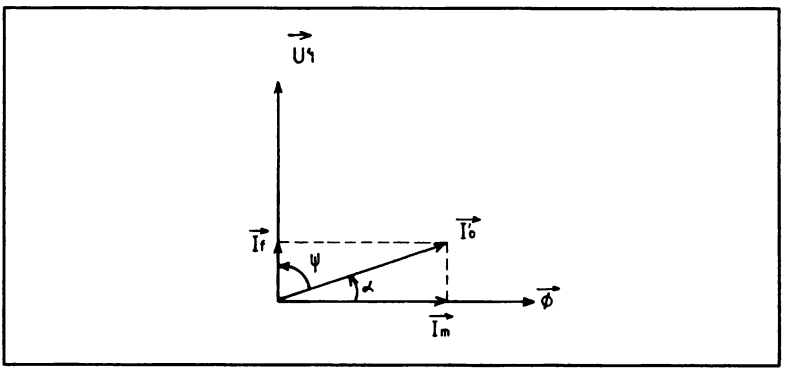


Fig. II-18 : Diagramme de Fresnel représentant la décomposition du courant i'_o.

P_f représentant les pertes ferromagnétiques du circuit. Cette substitution permet de respecter le comportement énergétique réel. Le courant i'_o peut être décomposé en une composante active i_f (en phase avec u'_1) et une composante réactive i_m (en phase avec φ) comme l'indique le diagramme de Fresnel de la figure II-18. Comme Ψ est proche de $\frac{\pi}{2}$, on préfère utiliser son complémentaire α, appelé angle d'avance hystérétique. La composante active i_f rend compte des pertes par hystérésis et par courants de Foucault :

$$I_f = I_o \cos \Psi = \frac{P_f}{U'_1}$$

Cela justifie la représentation de ces pertes par une résistance R_f sur le schéma équivalent :

$$R_f = \frac{U'^2_1}{P_f} = \frac{U'_1}{I_f}$$

La composante réactive i_m est appelée courant magnétisant car elle correspond à la consommation de puissance réactive nécessaire à la magnétisation du circuit :

$$Q_m = U'_1 I_m$$

Ce point de vue est cependant un peu artificiel car c'est le courant réel i_o qui provoque la magnétisation (c'est lui qui apparaît dans le théorème d'Ampère). On peut ainsi justifier la représentation de cette consommation de puissance réactive par une inductance sur le schéma équivalent :

$$L_m \omega = \frac{U'^2_1}{Q_m} = \frac{U'_1}{I_m}$$

Le courant appelé au primaire d'un transformateur chargé par un redresseur est la somme du courant utile de même forme impulsionnelle que le courant au secondaire et du courant i_o dont on vient de déterminer l'allure. La construction correspondante est donnée à la figure II-19. La forme du courant obtenu est assez complexe et il n'existe pas de relation simple permettant de déterminer ses caractéristiques.

La tension présente au secondaire du transformateur est une sinusoïde un peu déformée. En effet, l'appel de courant provoque une chute de tension pendant de brèves impulsions. On obtient ainsi une courbe dont l'allure est indiquée à la figure II-20.

On peut procéder à un bilan des puissances en considérant le schéma simplifié de la figure II-14. Comme la tension d'entrée est sinusoïdale, la puissance moyenne appelée au réseau n'est due qu'au fondamental du courant (intensité efficace I_{11} et déphasage Ψ_{11} par rapport à la tension appliquée) :

$$P_1 = U_1 I_{11} \cos \Psi_{11}$$

Les pertes ferromagnétiques sont consommées dans la résistance R_f :

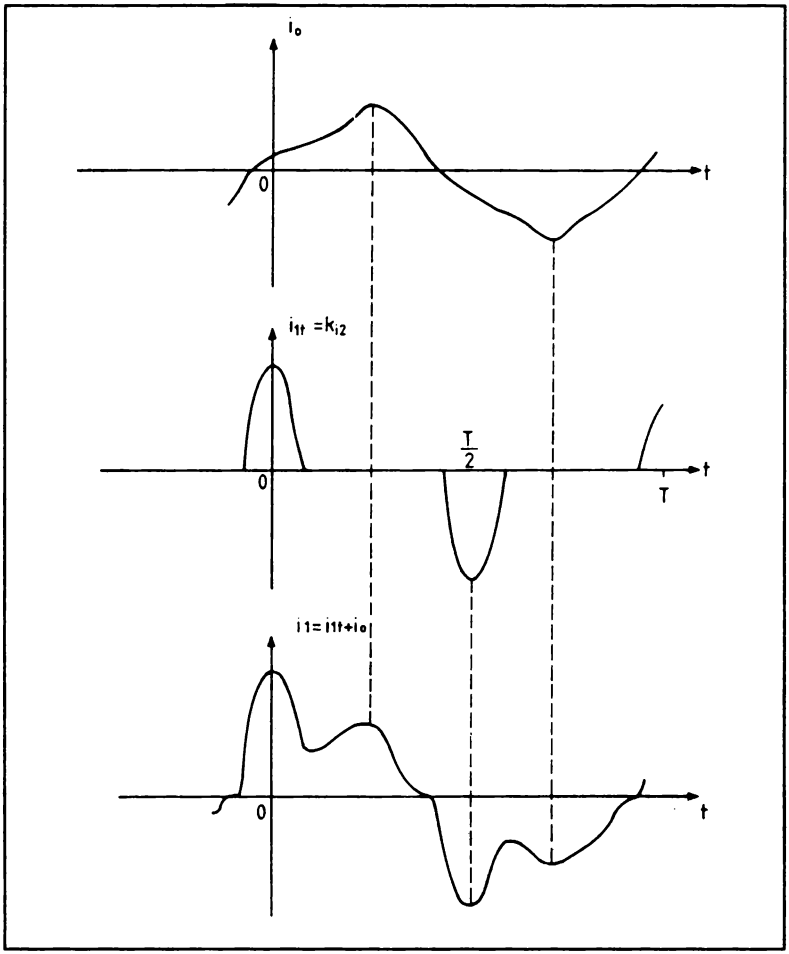


Fig. II-19 : Allure des variations du courant appelé par le primaire.

$$P_f = \frac{U_1^2}{R_f}$$

Les pertes par effet Joule s'expriment en fonction de la valeur efficace des courants, soit pour le schéma approché :

$$P_j = R_s I^2_2$$

La puissance disponible au secondaire est alors :

$$P_2 = P_1 - P_f - P_j$$

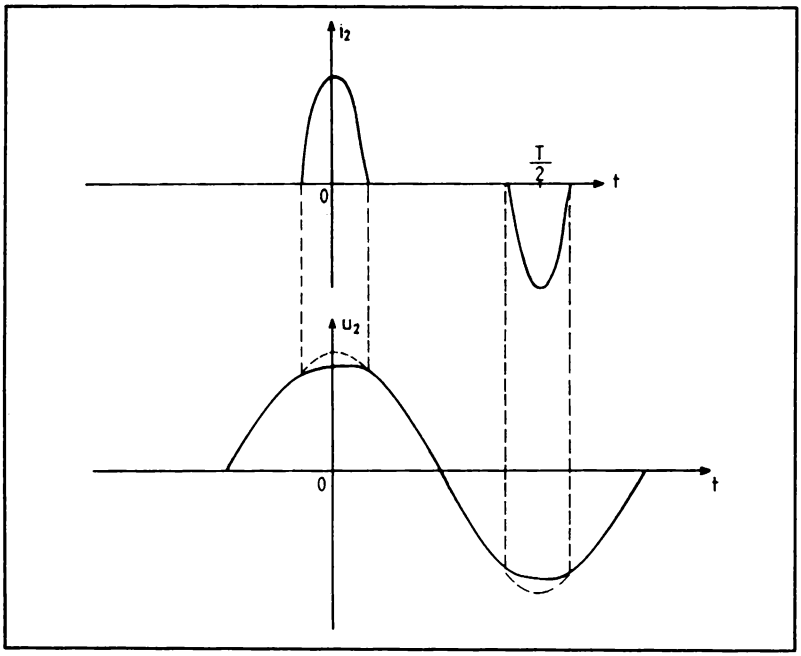


Fig. II-20 : Déformation de la tension au secondaire par le passage des impulsions de courant.

MISE SOUS TENSION D'UN TRANSFORMATEUR

Le fait d'appliquer brusquement la tension nominale au primaire d'un transformateur entraîne un régime transitoire qui provoque une surintensité conduisant parfois au déclenchement des dispositifs de protection. En choisissant l'origine des temps au moment de la mise sous tension, la différence de potentiel appliquée au primaire peut s'écrire :

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\cos(\omega t + \alpha)$$

Si l'on néglige les chutes de tension au primaire, le flux est forcé :

$$u_1 = N_1\frac{d\varphi}{dt}$$

Soit :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1}\cos(\omega t + \alpha)$$

Après intégration :

$$\varphi = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega} \sin(\omega t + \alpha) + K$$

On calcule la constante d'intégration K en écrivant qu'à la mise sous tension, le flux est le flux rémanent Φ_r, fonction de l'usage antérieur du circuit magnétique :

$$\Phi_r = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega} \sin \alpha + K$$

En introduisant l'amplitude Φ_M du flux en régime permanent, on obtient

$$K = -\Phi_M \sin \alpha + \Phi_r$$

L'expression du flux est alors :

$$\varphi = \Phi_M [\sin(\omega t + \alpha) - \sin \alpha] + \Phi_r$$

Le maximum est atteint lorsque le sinus vaut 1 :

$$\varphi_{max} = \Phi_M (1 - \sin \alpha) + \Phi_r$$

Le cas le plus défavorable (valeur la plus élevée) se produit lorsque l'enclenchement a lieu au passage par zéro de la tension. On a alors :

$$\varphi_{max} = 2\Phi_M + \Phi_r$$

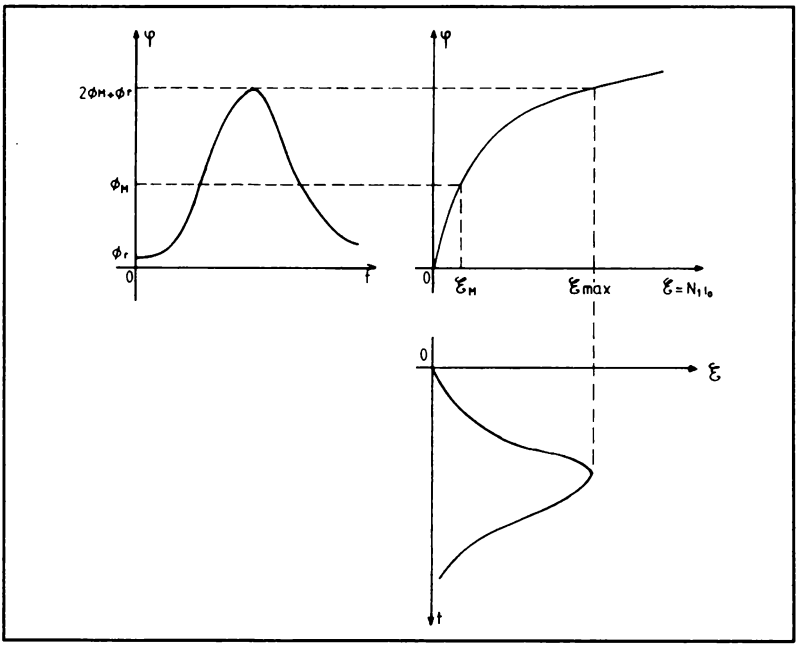


Fig. II-21 : Construction des variations de la force magnétomotrice en régime transitoire.

Ce flux, proche du double de sa valeur normale, amène obligatoirement la saturation du matériau magnétique. De ce fait, la force magnétomotrice correspondante est beaucoup plus élevée que le double de sa valeur normale. On peut obtenir son maximum par une construction sur la caractéristique magnétique comme le montre la figure II-21. Les variations s'amortissent progressivement du fait des pertes importantes qui se produisent lors de ce régime transitoire. On peut déterminer l'intensité appelée au primaire en écrivant :

$$i_1 = ki_2 + i_o$$

Du fait de la valeur importante prise par la force magnétomotrice résultante, une surintensité assez élevée peut apparaître. Sa valeur dépend fortement de l'instant de mise sous tension par rapport à la sinusoïde du secteur. C'est ce qui explique qu'on peut observer un déclenchement des protections dans certains cas alors que tout se passe bien la plupart du temps.

REDRESSEURS

Toute alimentation continue branchée sur le secteur comporte un redresseur. Ce chapitre passe en revue les diverses configurations possibles pour ce montage lorsque le réseau est monophasé. On étudie les propriétés de ces circuits lorsque la charge est résistive. On met ainsi en évidence l'insuffisance du redressement qui doit être complété par un filtrage.

REDRESSEMENT

FONCTION REALISEE

Le redressement est la fonction qui consiste à transformer une tension alternative (valeur moyenne nulle) en une tension unidirectionnelle (c'est-à-dire toujours positive ou toujours négative). C'est la première étape de la conversion alternatif-continu. Dans les alimentations, la tension alternative est sinusoïdale. Après redressement, on obtient une tension formée de portions de sinusoïdes qui se raccordent. Selon les cas, la fréquence de ce signal est égale ou multiple de la fréquence du secteur. La tension redressée est ondulée : elle présente une composante continue à laquelle se superpose une composante alternative. Le but recherché étant d'arriver à du continu en sortie d'alimentation, on cherche à minimiser la composante alternative au niveau du redresseur. Plusieurs paramètres peuvent être définis pour chiffrer la qualité du signal redressé.

GRANDEURS CARACTERISTIQUES D'UN SIGNAL REDRESSE

La tension redressée u est une fonction périodique, de période T. Sa caractéristique fondamentale est la valeur moyenne, qui correspond à la composante continue. On la définit par une intégrale :

$$U_o = \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u \; dt$$

L'intervalle d'intégration doit avoir une largeur égale à la période, mais on peut le placer de la façon qui paraît la meilleure pour effectuer le calcul. Ainsi, suivant les symétries de la fonction à intégrer, on choisit $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ ou [O, T]. Comme les expressions à

intégrer font appel à des fonctions sinusoïdales du type cos ω t ou sin ω t, il peut être intéressant de faire le changement de variable $\theta = \omega$ t. On a ainsi les fonctions de base cos θ et sin θ au lieu d'avoir les fonctions composées précédentes. On a alors :

$$U_o = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} u \, d\theta$$

Dans cette intégrale, u doit évidemment être exprimé avec la variable θ, alors que sous la première forme, il faut employer la variable t. On peut également définir la valeur efficace U de la tension : c'est la racine carrée de la valeur moyenne du carré de la tension, soit :

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u^2 \, d\theta}$$

Avec la variable θ, on écrit :

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} u^2 d\theta}$$

La notion de valeur efficace est importante car c'est elle qui apparaît dans les formules de puissance dissipée par effet Joule. Elle permet donc de chiffrer les échauffements produits. Le rapport de la valeur efficace et de la valeur moyenne est appelé facteur de forme :

$$F = \frac{U}{U_o}$$

La composante alternative u' de la tension redressée est la différence entre U et sa valeur moyenne U_o. On peut écrire :

$$u = U_o + u'$$

Le signal étant périodique, il est décomposable en série de Fourier, c'est-à-dire qu'on peut le considérer comme la somme de la composante continue, d'une fonction sinusoïdale de fréquence f égale à celle du signal (le fondamental) et d'une infinité de fonctions sinusoïdales de fréquences multiples de f (les harmoniques) :

$$u = U_o + A_1 \cos\omega t + B_1 \sin\omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + \ldots$$

Soit sous une forme plus condensée :

$$u = U_o + A_1 \cos\omega t + B_1 \sin\omega t + \sum_{k=2}^{+\infty} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t)$$

La composante alternative est donc :

$$u' = A_1 \cos\omega t + B_1 \sin\omega t + \sum_{k=2}^{+\infty} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t)$$

Cette décomposition est un outil particulièrement utile pour les problèmes de filtrage. Les coefficients A_k et B_k sont donnés par les formules :

$$A_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u \cos k\omega t \, dt$$

$$B_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u \sin k\omega t \, dt$$

$$(k \in N^*)$$

On peut aussi travailler avec la variable θ :

$$A_k = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} u \cos k\theta \, d\theta$$

$$B_k = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} u \sin k\theta \, d\theta$$

Si l'ondulation est considérée globalement, on définit sa valeur efficace :

$$U' = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u'^2 \, dt}$$

Le taux d'ondulation est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne du signal :

$$\beta = \frac{U'}{U_0}$$

La donnée de ce paramètre est équivalente à celle du facteur de forme. On a en effet :

$$U^2 = U_0^2 + U'^2$$

On en déduit :

$$F^2 = 1 + \beta^2$$

Soit :

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1}$$

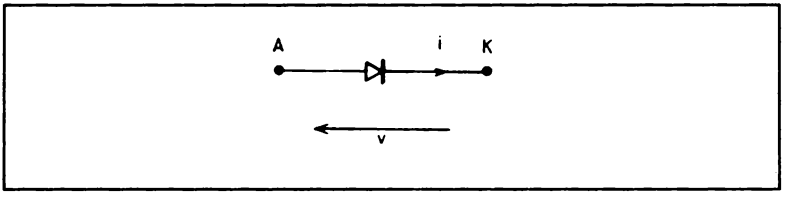


Fig. III-1 : Symbole de la diode.

DIODE

DIODE IDEALE

Une diode est un dipôle dont le symbole est donné à la figure III-1. Les deux bornes sont nommées anode (A) et cathode (K). Une diode idéale a la caractéristique de la figure III-2 : la courbe est formée de deux segments portés par les axes de coordonnées. On peut distinguer deux états du composant. Si la tension est nulle et l'intensité positive, la diode est passante (ou conductrice). Si le courant est nul et la

tension négative, la diode est bloquée. Ce modèle très simple est suffisant pour expliquer qualitativement le fonctionnement de la plupart des circuits à diodes et pour chiffrer les paramètres essentiels dans beaucoup d'applications.

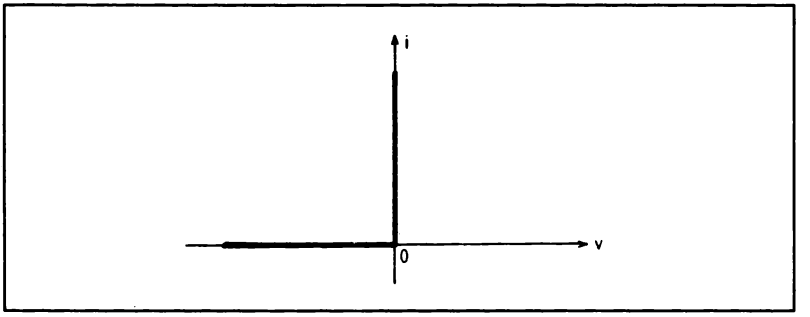


Fig. III-2 : Caractéristique d'une diode idéale.

DIODE A JONCTION

Les diodes réelles sont réalisées à partir d'une jonction sur un semi-conducteur (en général le silicium). Leurs caractéristiques sont proches de celles du modèle idéal, mais présentent cependant quelques différences à noter. L'allure de la courbe courant-tension est indiquée à la figure III-3. On observe que lorsque la diode est passante, la tension n'est pas tout à fait nulle : elle est en général voisine de 0,6 à 0,7 V pour des courants peu élevés et ne dépasse guère 1 V aux fortes intensités. Quand la diode est bloquée, il existe un petit courant de fuites, mais celui-ce reste négligeable dans presque toutes les applications. Enfin, si la tension devient trop

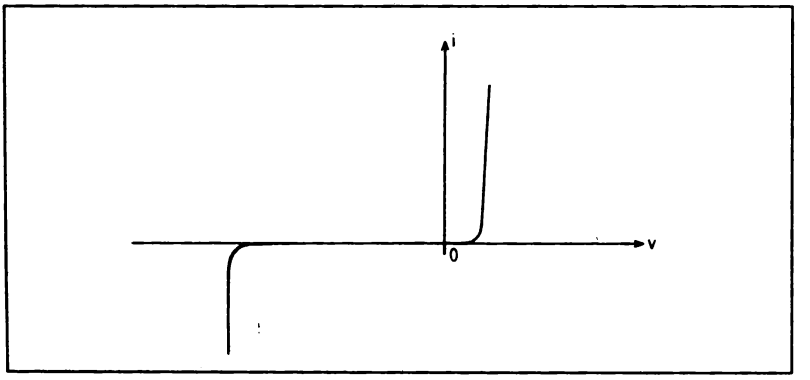


Fig. III-3 : Allure de la caractéristique d'une diode réelle.

négative, il apparaît un courant important en inverse : c'est le claquage de la jonction. Ce phénomène, exploité dans certains cas, est indésirable pour une diode ordinaire : c'est une limite du domaine d'emploi du composant. La théorie des semi-conducteurs montre que, dans le domaine utile de la caractéristique, l'équation correspondante est exponentielle :

$$i = I_s\left(e^{\frac{v}{U_t}} - 1\right)$$

I_s est le courant de saturation de la jonction. Son ordre de grandeur varie entre le picoampère pour les diodes de signal au milliampère pour les diodes de forte puissance. Ce courant dépend de la température. U_T est le potentiel thermodynamique. Il s'exprime par :

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

T étant la température absolue, q la charge élémentaire et k la constante de Boltzmann. A la température de 25°C, ce potentiel vaut :

$$U_T = 26 \text{ mV}$$

Si l'équation citée plus haut est assez bien vérifiée pour les jonctions de transistors, il faut appliquer une petite correction pour la jonction d'une diode au silicium. On introduit pour cela un facteur multiplicatif η dans le dénominateur de l'exposant :

$$i = I_s\left(e^{\frac{v}{\eta U_T}} - 1\right)$$

Ce facteur correctif a une valeur comprise entre 1 et 2.

MODELISATION

Dans beaucoup de problèmes de redressement, le modèle de la diode idéale est insuffisant pour décrire la diode à jonction. En effet, lorsque les tensions appliquées ne sont pas très élevées (quelques

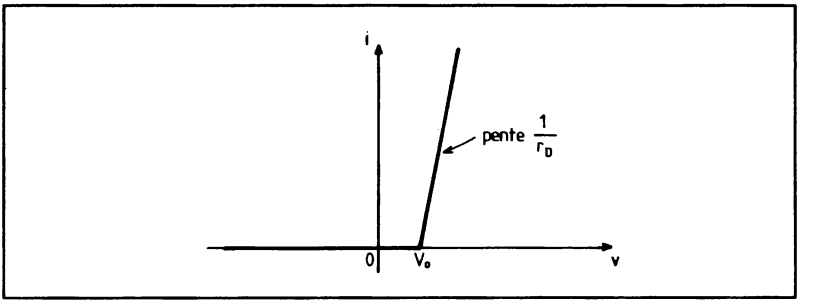


Fig. III-4 : Linéarisation de la caractéristique.

volts), il n'est pas légitime de négliger la tension aux bornes de la diode passante. Toutefois, comme les calculs avec des composants non linéaires sont très complexes, on fait appel à une autre linéarisation de la caractéristique de la diode en deux segments (figure III-4). La diode bloquée correspond toujours à une portion de l'axe des abscisses, mais la diode passante correspond à un segment oblique et qui ne passe pas par l'origine du repère. Cette approximation reste correcte sauf si le point se situe aux alentours du coude de la caractéristique. Comme les variations de courant sont en général assez importantes dans les redresseurs, cette restriction n'a que peu d'importance. Lorsque la diode est passante, on peut la représenter par le schéma équivalent de la figure III-5. V_o est appelé

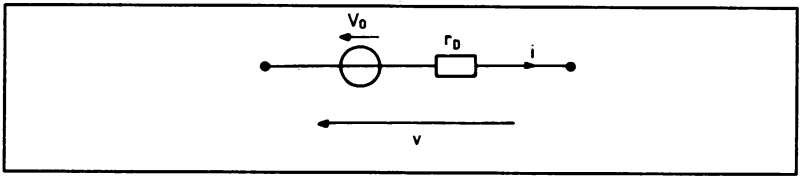


Fig. III-5 : Schéma équivalent à la diode passante.

seuil de la diode et sa valeur est de l'ordre de 0,6 V pour le silicium. r_D est la résistance dynamique. Sa valeur est obtenue à partir des données du constructeur. Quand on connaît une valeur V de la tension pour un courant I donné, on écrit :

$$r_D = \frac{V - V_o}{I}$$

Par exemple, pour une diode de redressement 1N4004, la chute de tension maximale est 1,1 V pour une intensité de 1 A. On en déduit :

$$r_D = \frac{1,1 - 0,6}{1} = 0,5\ \Omega$$

Il ne faut pas confondre ce modèle de linéarisation globale de la courbe avec une linéarisation locale pour de petites variations autour d'un point de repos (figure III-6). Dans ce dernier cas, on remplace un petit morceau de courbe par sa tangente. La pente de ce segment est l'inverse de la résistance dynamique définie par :

$$r_d = \frac{dv}{di}$$

En dérivant la formule exponentielle, on a :

$$\frac{di}{dv} = \frac{I_s}{\eta U_T} e^{\frac{v}{\eta U_T}}$$

D'où :

$$r_d = \frac{\eta U_T}{I_s \frac{v}{\eta U_T}} = \frac{\eta U_T}{i + I_s}$$

A cette résistance propre à la jonction, il faut ajouter la résistance R_s des régions neutres et des contacts :

$$r_d = \frac{\eta U_T}{i + I_s} + R_s$$

Dans la pratique, dès que la diode est passante, le courant est grand devant I_s qu'on peut alors négliger. De plus, l'intensité i varie peu autour de son point de repos I_Q (hypothèse des petits signaux). On peut alors écrire :

$$r_d \approx \frac{\eta U_T}{I_Q} + R_s$$

Enfin, si le courant est faible, c'est le premier terme qui est prépondérant, donc :

$$r_d \approx \frac{\eta U_T}{I_Q}$$

Le schéma équivalent pour les composantes variables est formé par la seule résistance r_d. Par exemple, avec une diode polarisée par 1 mA et pour laquelle le coefficient η vaut 1,5, on a :

$$r_d = \frac{1{,}5 \times 26}{1} = 39\ \Omega$$

Ce type de modélisation n'est guère adapté au redressement où les variations de courant sont importantes.

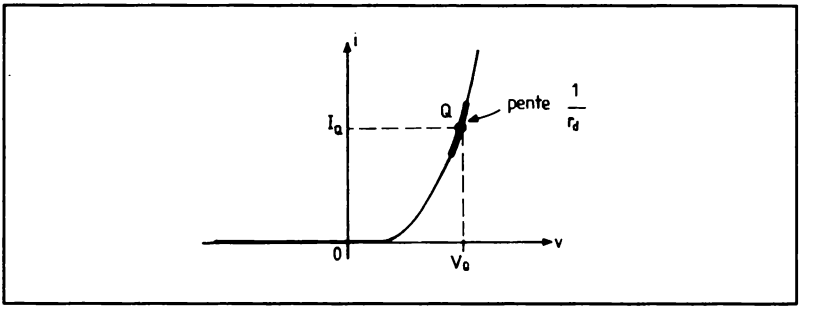


Fig. III-6 : Linéarisation de la courbe autour d'un point de repos.

LIMITES D'UTILISATION

Un certain nombre de limites absolues sont indiquées dans les notices techniques des diodes. Elles doivent être respectées sinon le composant risque la destruction.

En polarisation directe (diode passante), les limites concernent le courant. On définit le courant direct moyen I_o qui peut être présent en permanence, le courant direct de crête répétitif I_{FRM} qui peut apparaître à chaque période et le courant de surcharge accidentelle I_{FSM} qui ne doit circuler que pendant une très courte durée. En polarisation inverse (diode bloquée), c'est la tension qui est limitée. Outre la tension V_R qui peut être appliquée en continu, on définit la tension inverse de crête répétitive V_{RRM} qui peut apparaître à chaque période et la tension inverse de crête non répétitive V_{RSM} qui ne doit être appliquée que pendant une brève durée. Enfin, comme tout composant à semi-conducteur, il existe une valeur maximale autorisée pour la température de la jonction $\theta_{j\,max}$. Par exemple, voici les principales limites pour une petite diode de redressement 1N4004 :

$$V_R = 400\ V \qquad V_{RRM} = 400\ V$$

$$I_o = 1\ A \qquad I_{FSM} = 30\ A$$

$$\theta_{j\,max} = 175°\ C$$

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les notices des constructeurs précisent également la valeur de quelques paramètres. Il s'agit soit de valeurs typiques, soit de valeurs minimales ou maximales suivant les cas. Des courbes permettent de connaître les variations de certaines grandeurs. On trouve en général des indications concernant la tension directe de la diode. On donne soit une valeur de tension V_F pour un courant direct I_F précisé, soit une courbe de I_F en fonction de V_F, I_F étant souvent porté en échelle logarithmique. Ces données sont des indications utiles, mais il faut être conscient de leur manque de précision. Tout d'abord, il y a une dispersion des paramètres pour un même modèle de diode et ensuite, les caractéristiques dépendent de manière non négligeable de la température. Certaines courbes peuvent préciser cette dépendance. La figure III-7 donne un exemple de caractéristique permettant de déterminer la tension directe d'une diode 1N4004 quand le courant est imposé. Il s'agit de valeurs typiques et la courbe est tracée pour une température de 25°C. Un deuxième type de données concerne le courant en inverse. Ce dernier est en général précisé en valeur maximale pour la tension inverse maximale et à diverses températures. Par exemple, pour la diode 1N4004, le courant inverse I_R vaut moins de 5 μ A à 25°C et moins de 50 μ A à 75°C. Enfin, on donne parfois des indications sur la rapidité de la diode par le temps de recouvrement inverse. Cette notion est importante lorsqu'on utilise la diode à une fréquence élevée, et particulièrement dans les montages de commutation. Par contre, elle n'a que peu d'influence pour le redressement à 50 Hz.

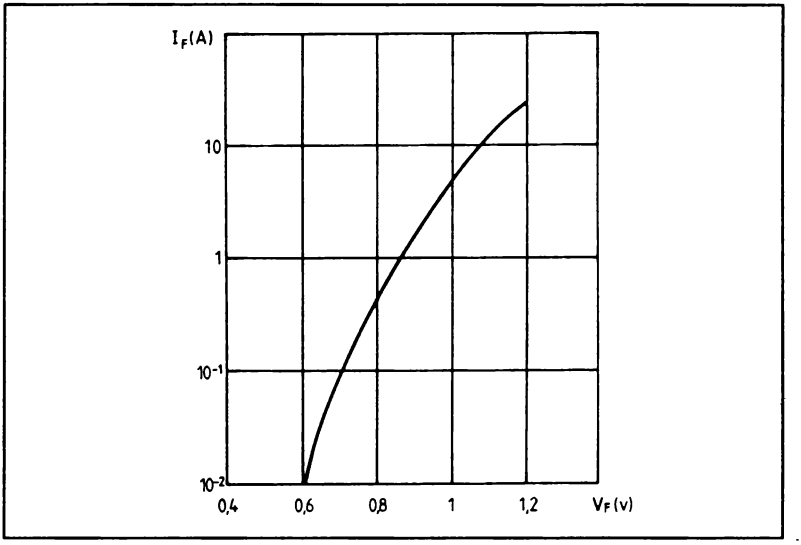


Fig. III-7 : Courbe permettant de déterminer la valeur typique de la chute de tension aux bornes d'une diode 1N4004 (à 25°C).

REDRESSEUR MONOPHASE

PRINCIPE

Le circuit est représenté à la figure III-8. Le redresseur est formé de la seule diode D. La charge est une résistance R et le générateur

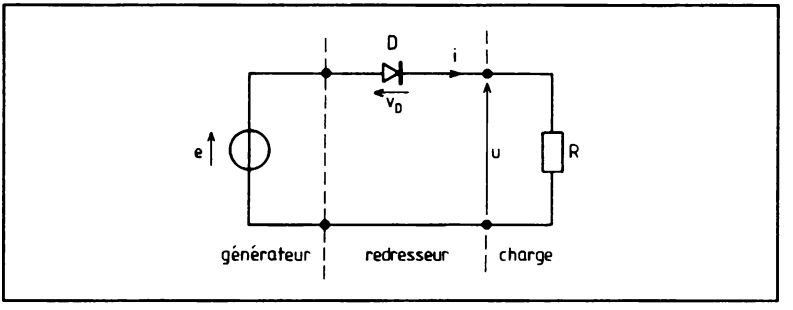


Fig. III-8 : Redresseur monophasé.

appliqué à l'entrée est une source de tension sinusoïdale de force électromotrice :

$$e = E_M \cos \omega t$$

On considère d'abord que la diode est idéale. On a en permanence :

$$u = Ri$$

Si la diode est passante, la tension v_D à ses bornes est nulle et donc :

$$u = e$$

Si la diode est bloquée, le courant est nul et donc :

$$u = o$$

Pour que la diode soit effectivement passante, il faut que le courant i soit positif et pour qu'elle soit bloquée, il faut que la tension v_D soit négative. Compte tenu de ce qui précède, on constate que la diode est conductrice quand e est positif et qu'elle est bloquée lorsque e est négatif. Il en résulte les courbes de la figure III-9 qui représentent les

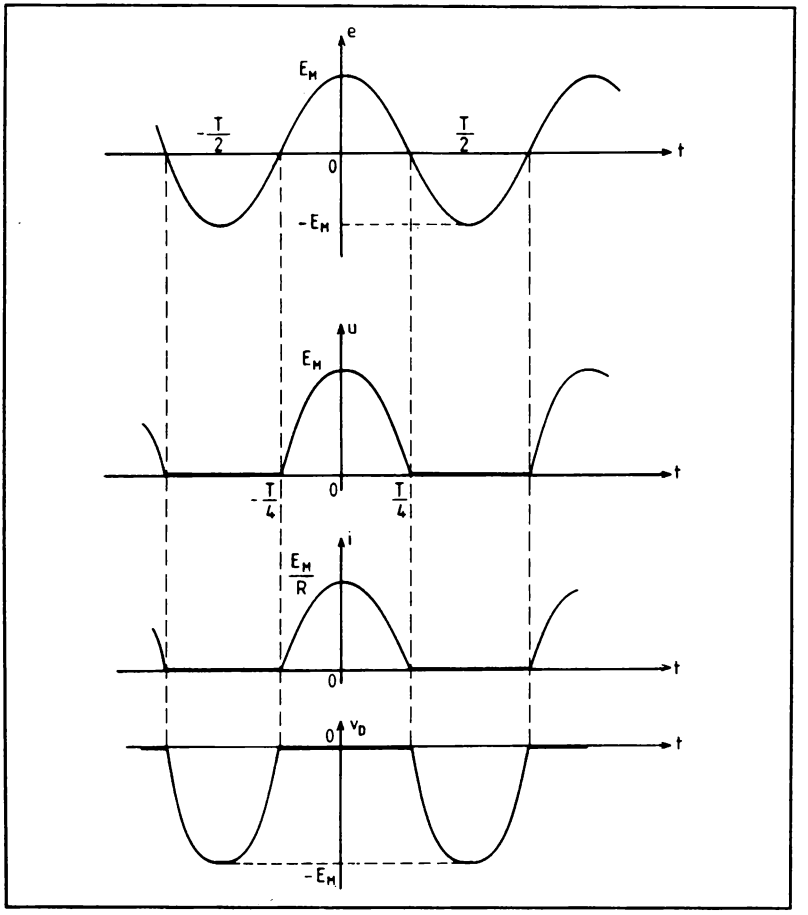


Fig. III-9 : Tensions et courant dans le redresseur monophasé (régime permanent).

variations en régime permanent de la tension redressée u, du courant i et de la tension v_D aux bornes de la diode, en concordance des temps avec la fôrce électromotrice e du générateur. La tension de sortie est bien unidirectionnelle, mais elle présente une forte ondulation.

CALCUL DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES DU SIGNAL REDRESSE

Pour calculer les intégrales qui apparaissent dans les formules, on procède au changement de variable $\theta = \omega t$. La période du signal redressé est alors 2π. La graduation correspondante de l'axe des abscisses est donnée à la figure III-10. La force électromotrice s'écrit :

$$e = E_M \cos \theta$$

Valeur moyenne

Elle est définie par :

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \, d\theta$$

Compte tenu de la symétrie de la courbe par rapport à l'axe des ordonnées, on peut réduire l'intervalle d'intégration de moitié :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{o}^{\pi} u \, d\theta$$

Dans l'intervalle $[\frac{\pi}{2}, \pi]$, la fonction u est nulle tandis que dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{2}]$ elle s'exprime par :

$$u = E_M \cos \theta$$

On en déduit :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{o}^{\frac{\pi}{2}} E_M \cos \theta \, d\theta$$

$$U_o = \frac{E_M}{\pi} [\sin \theta]_{o}^{\frac{\pi}{2}}$$

$$U_o = \frac{E_M}{\pi}$$

Valeur efficace.

Elle est définie par :

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u^2 \, d\theta}$$

Compte tenu de la symétrie de la courbe et de l'expression de u, on obtient :

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{o}^{\frac{\pi}{2}} E_M^2 \cos^2 \theta \, d\theta}$$

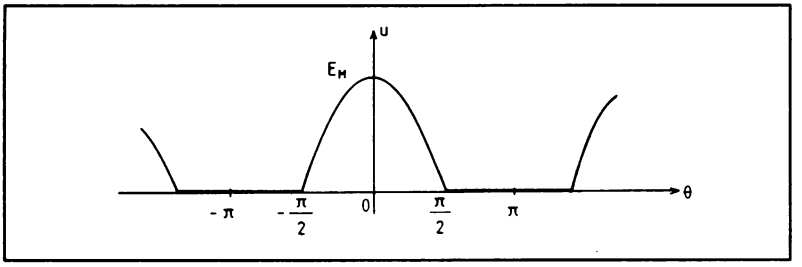


Fig. III-10 : Graduation de l'axe des abscisses avec la variable θ.

On linéarise l'expression à intégrer avec la formule :

$$\cos^2 \theta = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\theta)$$

Ce qui donne :

$$U = \sqrt{\frac{E_M^2}{2\pi}\left[\theta + \frac{\sin 2\theta}{2}\right]_0^{\frac{\pi}{2}}}$$

$$U = \frac{E_M}{2}$$

Facteur de forme

C'est par définition le rapport :

$$F = \frac{U}{U_o}$$

Pour le signal issu d'un redressement monophasé, il vaut :

$$F = \frac{\frac{E_M}{2}}{\frac{E_M}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \qquad \text{(soit 1,57)}$$

Taux d'ondulation

On peut déduire sa valeur de celle du facteur de forme :

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1}$$

Soit ici :

$$\beta = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \qquad \text{(soit 1,21)}$$

Décomposition en série de Fourier

Du fait de la symétrie de la courbe de u par rapport à l'axe des ordonnées, il n'existe pas de terme en sinus dans le développement :

$$u = U_o + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cos k\omega t$$

Pour cette même raison, on peut réduire l'intervalle d'intégration à une demi-période :

$$A_k = \frac{2}{\pi}\int_o^{\pi} u \cos k\theta \, d\theta$$

Compte tenu de l'expression de u, on a :

$$A_k = \frac{2}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} E_M \cos\theta \cos k\theta \, d\theta$$

Pour intégrer, on transforme le produit de cosinus en somme par la formule :

$$\cos a.\cos b = \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

Soit :

$$A_k = \frac{E_M}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} [\cos(k+1)\theta + \cos(k-1)\theta] d\theta$$

Il apparaît ici un cas particulier pour le fondamental (k = 1) puisque le second cosinus vaut alors 1 :

$$A_1 = \frac{E_M}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} (\cos 2\theta + 1) d\theta$$

$$A_1 = \frac{E_M}{\pi}\left[\frac{\sin 2\theta}{2} + \theta\right]_o^{\frac{\pi}{2}}$$

$$A_1 = \frac{E_M}{2}$$

Pour les valeurs de k différentes de 1, on obtient :

$$A_k = \frac{E_M}{\pi}\left[\frac{\sin(k+1)\theta}{k+1} + \frac{\sin(k-1)\theta}{k-1}\right]_o^{\frac{\pi}{2}}$$

$$A_k = \frac{E_m}{\pi}\frac{1}{k^2-1}\left\{k\left[\sin(k+1)\frac{\pi}{2} + \sin(k-1)\frac{\pi}{2}\right] + \left[\sin(k-1)\frac{\pi}{2} - \sin(k+1)\frac{\pi}{2}\right]\right\}$$

On utilise alors la formule trigonométrique :

$$\sin p \pm \sin q = 2\sin\frac{p \pm q}{2}\cos\frac{p \mp q}{2}$$

Ce qui donne :

$$A_k = \frac{E_M}{\pi}\frac{1}{k^2-1}\,2\Big[\underbrace{k\sin k\frac{\pi}{2}\cos\frac{\pi}{2}}_{0} + \underbrace{\sin\left(-\frac{\pi}{2}\right)}_{-1}\cos k\frac{\pi}{2}\Big]$$

Si k est impair, le coefficient A_k est nul. Si k est pair, on pose $k = 2n$ et on obtient :

$$A_{2n} = -\frac{E_M}{\pi}\,\frac{2}{4n^2-1}\cos n\pi$$

Soit :

$$A_{2n} = -\frac{E_M}{\pi}\,\frac{2}{4n^2-1}\,(-1)^n$$

$$A_{2n} = -U_o\,\frac{2}{4n^2-1}\,(-1)^n$$

En mettant U_o en facteur, la décomposition s'écrit :

$$u = U_o\left(1 + \frac{\pi}{2}\cos\omega t + \sum_{n=1}^{+\infty} -\frac{2(-1)^n}{4n^2-1}\cos 2n\omega t\right)$$

Soit, en calculant les premiers coefficients :

$$u = U_o\left(1 + \frac{\pi}{2}\cos\omega t + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \ldots\right)$$

Le spectre d'amplitude de cette fonction est représenté à la figure III-11. On constate que le résultat est fort éloigné du continu (ce qu'on voit évidemment aussi sur les courbes en fonction du temps). La composante continue U_o se trouve superposée à un fondamental d'amplitude supérieure et à un ensemble d'harmoniques dont les amplitudes sont loin d'être négligeables. Pour obtenir du continu, il faut procéder à un filtrage qui a pour rôle d'éliminer le plus possible toutes les composantes variables et de ne conserver que la composante continue. Du fait de la richesse du spectre de la tension issue d'un redressement monophasé, la tâche du filtre est relativement difficile.

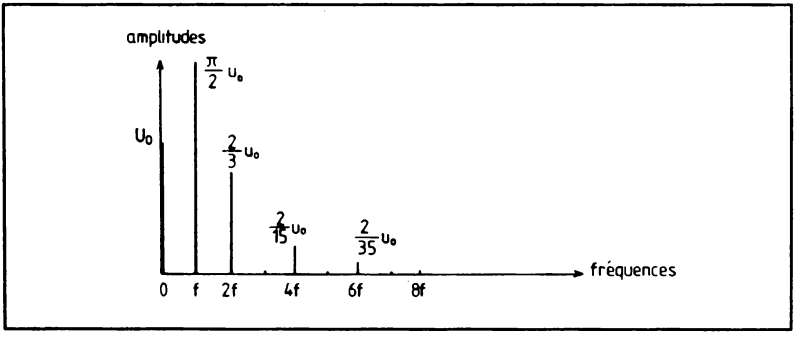


Fig. III-11 : Spectre du signal redressé monophasé.

On peut remarquer qu'il est possible de calculer la valeur efficace de l'ondulation et donc le taux d'ondulation à l'aide de la

décomposition en série de Fourier :

$$U' = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_4^2 + \ldots}$$

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + \left(\frac{2}{3}\right)^2 + \left(\frac{2}{15}\right)^2 + \ldots}$$

Avec ces trois premiers termes, on retrouve bien $\beta = 1{,}21$.

ETUDE ENERGETIQUE

Rendement

La puissance utile correspond à la composante continue :

$$P_o = \frac{U_o^2}{R} = \frac{E_M^2}{\pi^2 R}$$

La puissance fournie par le générateur au redresseur est égale à la puissance moyenne fournie à la charge puisque la diode idéale n'a aucune perte :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{E_M^2}{4R}$$

Le rendement de la conversion est le quotient de ces deux puissances

$$\eta = \frac{P_o}{P}$$

Soit :

$$\eta = \frac{4}{\pi^2}$$

Ce rendement, voisin de 40 % est un maximum théorique. Les imperfections du redresseur conduisent en réalité à une valeur un peu inférieure. Il faut également remarquer que la puissance perdue est bien fournie à la charge, mais qu'elle n'est pas utile car elle correspond à la composante alternative.

Facteur de puissance

Le facteur de puissance à l'entrée du redresseur est :

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

P étant la puissance moyenne consommée et S la puissance apparente. Cette dernière s'exprime par :

$$S = EI$$

E et I étant les valeurs efficaces de e et i.

On en déduit :

$$S = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \quad \frac{E_M}{2R}$$

Donc :

$$\lambda = \frac{\frac{E_M^2}{4R}}{\frac{E_M^2}{2\sqrt{2}R}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

(soit : 0,707)

La présence d'un transformateur (même de rapport unité) permet d'améliorer le facteur de puissance. En effet, le courant appelé au primaire est :

$$i_1 = k(i - I_o)$$

Sa valeur efficace est :

$$I_1 = k\sqrt{I^2 - I_o^2}$$

La puissance apparente au primaire est alors :

$$S_1 = V_1 I_1 = V_1 k\sqrt{I^2 - I_o^2}$$

V_1 étant la valeur efficace de la tension appliquée au transformateur. Si le rapport de transformation est k, la tension présente au secondaire a une valeur efficace kV_1. C'est elle qui joue le rôle de E dans les calculs précédents :

$$S_1 = \frac{E}{k}\, k\sqrt{I^2 - I_o^2}$$

La puissance moyenne est toujours la même (en négligeant les pertes du transformateur). Le facteur de puissance au primaire est donc :

$$\lambda_1 = \frac{P}{S_1}$$

C'est-à-dire :

$$\lambda_1 = \frac{\frac{E_M^2}{4R}}{\frac{E_M}{\sqrt{2}}\sqrt{\left(\frac{E_M}{2R}\right)^2 - \left(\frac{E_M}{\pi R}\right)^2}} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi^2}}}$$

(soit : 0,917)

Le transformateur a donc permis d'élever le facteur de puissance de 0,707 à 0,917. Toutefois, il ne faut pas oublier que ce transformateur fonctionne dans de mauvaises conditions à cause de la présence d'une composante continue dans le courant secondaire. La force magnétomotrice correspondante n'étant pas compensée au primaire, elle tend à saturer le circuit magnétique. C'est un des inconvénients du redresseur monophasé qui explique son peu d'utilisation pratique, sauf lorsque les courants sont très faibles.

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DE LA DIODE

Les prévisions faites jusqu'à présent sont bien vérifiées quand les tensions en présence sont élevées (quelques dizaines de volts au moins) et que les courants sont assez faibles. Dans le cas contraire, on observe quelques écarts. Plusieurs raisons peuvent expliquer ces différences : le seuil et la résistance dynamique de la diode ainsi que la résistance interne du générateur. En utilisant la caractéristique linéarisée de la diode, on rend compte de manière satisfaisante des phénomènes. La diode est passante lorsque la force électromotrice du générateur est supérieure au seuil V_0 et bloquée dans la cas contraire. Quand la diode est passante, on peut utiliser le schéma équivalent de la figure III-12. On a alors :

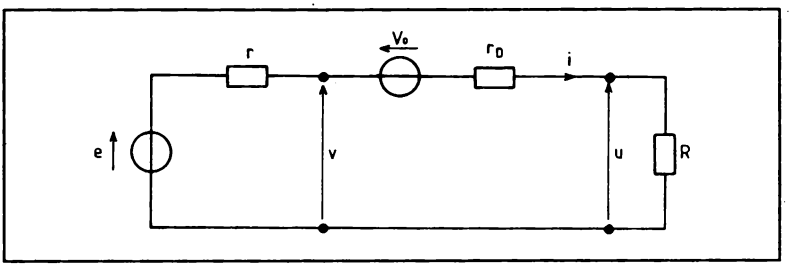


Fig. III-12 : Schéma équivalent au redresseur lorsque la diode est passante.

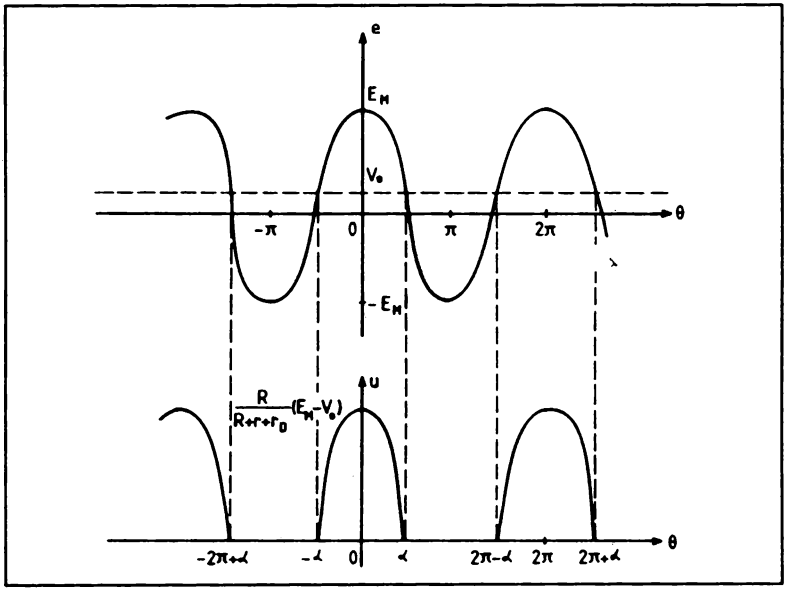


Fig. III-13 : Allure de la tension redressée si la diode n'est pas idéale.

$$i = \frac{e - V_o}{R + r + r_D}$$

Quand la diode est bloquée, le courant est nul, ainsi que la tension aux bornes de la charge. On obtient alors les courbes de la figure III-13. On a gradué directement l'axe des abscisses en valeurs de θ. L'angle limite de conduction α vaut :

$$\alpha = \text{Arccos } \frac{V_o}{E_M}$$

Cet angle est d'autant plus proche de $\frac{\pi}{2}$ que V_o est petit devant E_M.

La formule de la valeur moyenne est modifiée :

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha}^{\alpha} \frac{R}{R + r + r_D} (E_M \cos\theta - V_o) d\theta$$

En remplaçant V_o par $E_M \cos \alpha$ et en réduisant l'intervalle d'intégration compte tenu de la symétrie de la courbe, on obtient :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{o}^{\alpha} \frac{R}{R + r + r_D} E_M (\cos\theta - \cos\alpha) d\theta$$

Soit :

$$U_o = \frac{R}{R + r + r_D} \frac{E_M}{\pi} [\sin\theta - \theta\cos\alpha]_o^{\alpha}$$

$$U_o = \frac{R}{R + r + r_D} \frac{E_M}{\pi} (\sin\alpha - \alpha \cos\alpha)$$

L'angle α étant voisin de $\frac{\pi}{2}$, on pose :

$$\varepsilon = \frac{\pi}{2} - \alpha$$

On a alors :

$$U_o = \frac{R}{R + r + r_D} \frac{E_M}{\pi} \left[\cos \varepsilon - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon \right) \sin \varepsilon \right]$$

Comme ε est petit, on peut obtenir une expression approchée à l'aide d'un développement limité au premier ordre :

$$\cos \varepsilon \approx 1$$

$$\sin \varepsilon \approx \varepsilon$$

Cela donne :

$$U_o \approx \frac{R}{R + r + r_D} \frac{E_M}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{2} \varepsilon \right)$$

Or, on a aussi :

$$\varepsilon \approx \sin \varepsilon = \cos \alpha = \frac{V_o}{E_M}$$

Ce qui conduit finalement à :

$$U_o = \frac{R}{R + r + r_d} \quad \frac{E_M}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{E_M} \right)$$

On retrouve bien le cas idéal si V_o est négligeable devant E_M et si $r + r_D$ est petit par rapport à R.

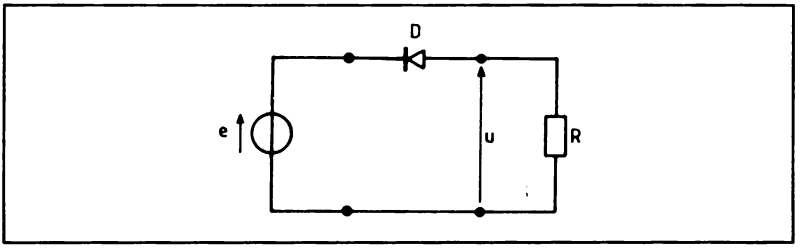


Fig. III-14 : Redresseur délivrant une tension négative.

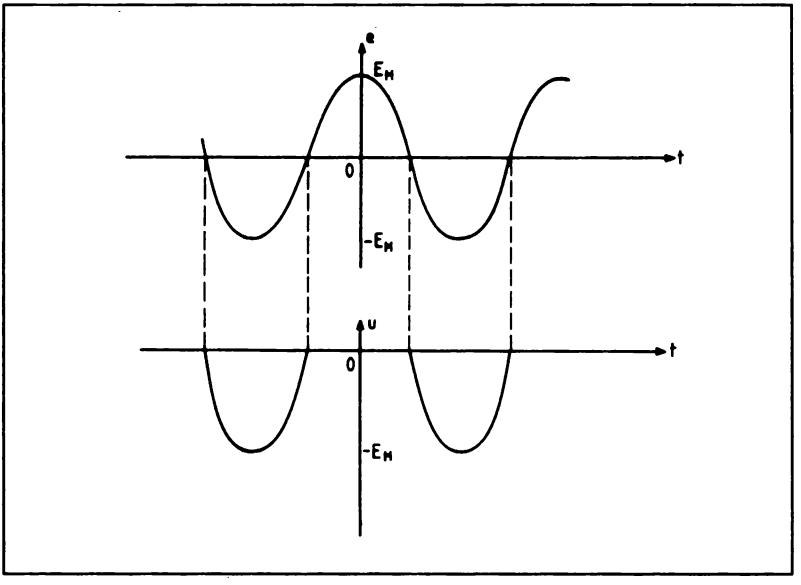


Fig. III-15 : Allure de la tension redressée négative.

OBTENTION D'UNE TENSION NEGATIVE

Pour inverser le signe de la tension u tout en conservant le même point commun entre e et u, il suffit de retourner la diode comme le montre la figure III-14. On obtient alors les courbes de la figure III-15. En associant les deux configurations, on peut disposer de ten-

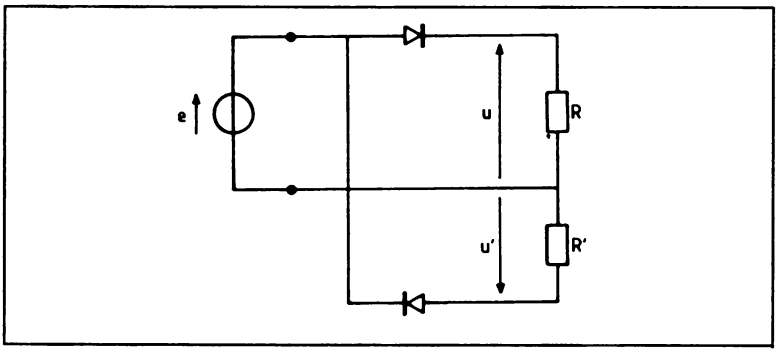


Fig. III-16 : Redresseur délivrant des tensions symétriques.

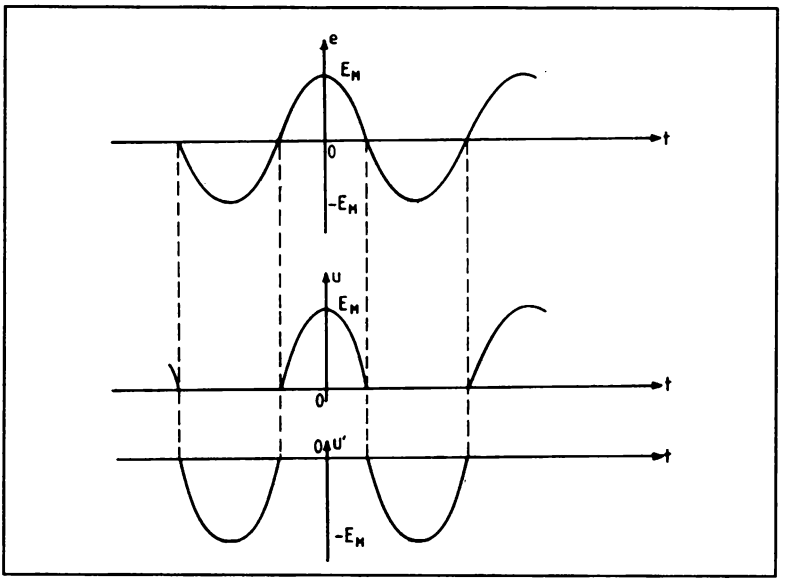


Fig. III-17 : Allure des tensions redressées symétriques.

sions redressées symétriques. Le montage correspondant est représenté à la figure III-16 et les courbes des tensions sont données à la figure III-17. Il faut remarquer que le courant appelé au générateur est alternatif si les résistances R et R' sont identiques. Cette propriété est intéressante car, si le montage est attaqué par l'intermédiaire d'un transformateur, celui-ci fonctionne dans de bonnes conditions (absence de composante continue).

CHOIX DES COMPOSANTS

La tension moyenne de sortie U_o dépend de l'amplitude E_M de la

force électromotrice du générateur d'entrée. Si le montage est alimenté par un transformateur, c'est le rapport de transformation k qui permet de choisir U_o. La valeur efficace E de la tension au secondaire du transformateur doit être égale à :

$$E = \frac{E_M}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_o}{\sqrt{2}}$$

La puissance apparente du transformateur est calculée à partir de la valeur efficace I du courant débité :

$$S = EI = \frac{E^2}{\sqrt{2}R}$$

La diode doit respecter les diverses limitations et en particulier les valeurs maximales du courant direct moyen I_o et de la tension inverse de crête répétitive V_{RRM} :

$$I_o > \frac{E\sqrt{2}}{\pi R}$$

$$V_{RRM} > E\sqrt{2}$$

Ces inégalités doivent être vérifiées avec une marge de sécurité importante (on prend souvent 50 %).

Remarque

Si la résistance équivalente au secondaire du transformateur n'est pas négligeable (c'est fréquent pour les faibles puissances), il faut calculer la tension moyenne U_o avec la valeur de la tension secondaire en charge U_2 :

$$U_2 = \frac{\pi U_o}{\sqrt{2}}$$

Par contre, dans la définition de la puissance apparente nominale du transformateur, c'est normalement la tension à vide U_{2v} qui intervient :

$$S = U_{2v}\, I$$

Il faut toutefois savoir que cette convention n'est pas universellement adoptée et que certaines notices donnent :

$$S' = U_2 I$$

Pour la diode, le choix du courant direct se fait avec la tension en charge tandis que, pour la tension inverse, c'est la tension à vide qu'il faut utiliser puisque aucun courant n'est alors débité

$$I_o > \frac{U_2\sqrt{2}}{\pi R}$$

$$V_{RRM} > U_{2v}\sqrt{2}$$

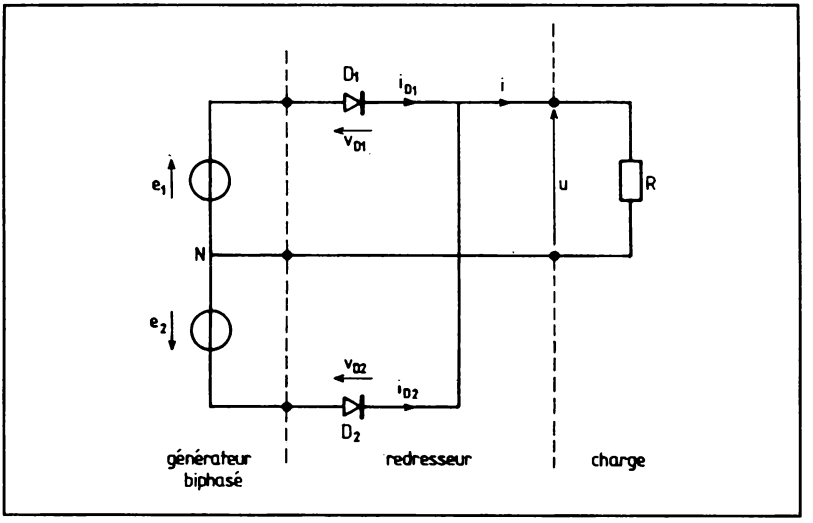


Fig. III-18 : Redresseur biphasé à simple voie.

REDRESSEUR BIPHASE A SIMPLE VOIE

PRINCIPE

Le circuit est représenté à la figure III-18. Le générateur d'entrée est biphasé, c'est-à-dire qu'il délivre deux tensions en opposition de phase :

$$e_1 = E_M \cos \omega t$$

$$e_2 = -E_M \cos \omega t$$

Le redresseur proprement dit comporte deux diodes, placées en série dans les fils de ligne. La charge est une résistance R connectée entre les deux cathodes reliées et le point neutre N du générateur biphasé. Le montage peut être considéré comme un double redresseur monophasé. Comme les diodes ne conduisent jamais simultanément, la tension de sortie u est formée par l'ensemble des alternances positives de e_1 et de e_2. On obtient ainsi une tension ininterrompue et unidirectionnelle comme le montre la figure III-19. Le courant i dans la charge a même forme que u. Les courants i_{D1} et i_{D2} dans les diodes ont même forme que dans un redresseur monophasé puisqu'elles fonctionnent à tour de rôle. Lorsque D_1 est passante et que D_2 est bloquée, on a :

$$v_{D1} = 0$$

$$v_{D2} = e_2 - e_1$$

Quand c'est D_1 qui est bloquée et D_2 qui est passante :

$$v_{D1} = e_1 - e_2$$

$$v_{D2} = 0$$

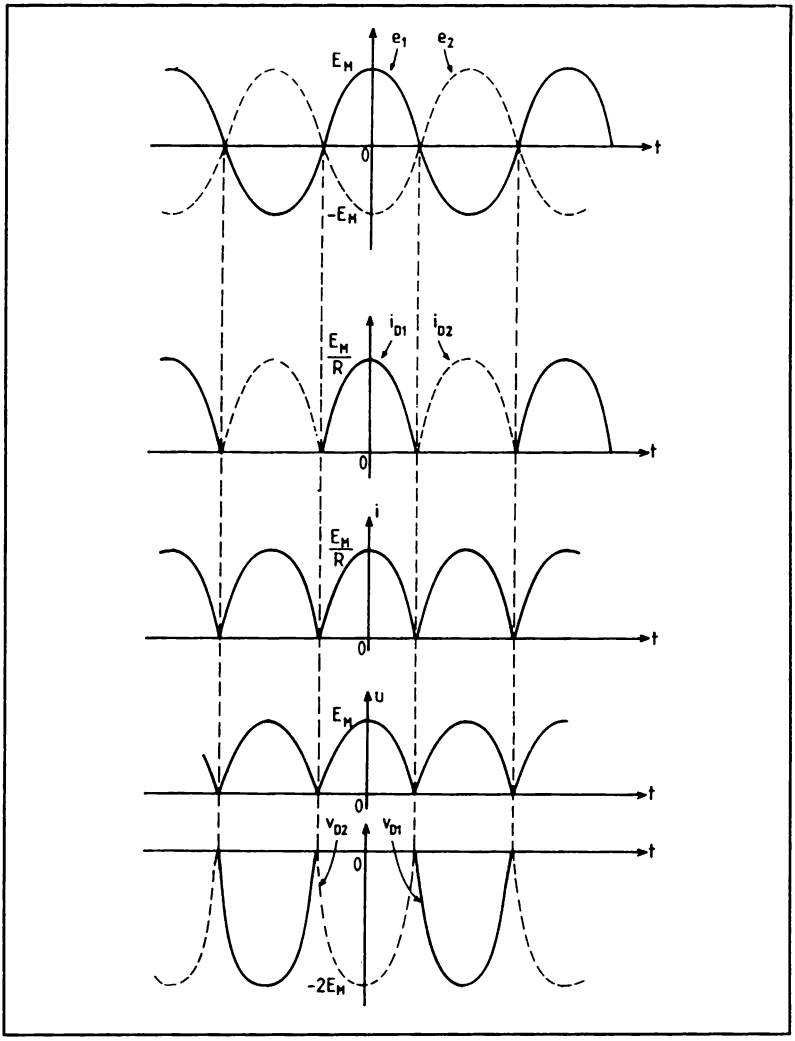


Fig. III-19 : Tensions et courants dans le redresseur biphasé à simple voie.

Les variations des courants et des tensions dans le montage sont représentées à la figure III-19. La tension de sortie présente encore une forte ondulation, mais elle ne s'annule qu'à deux instants par période du générateur. Il y a donc une nette amélioration par rapport au redresseur monophasé. De plus, la fréquence du signal redressé est double de celle de la source d'entrée :

$$f' = 2f$$

Le circuit étant en général branché sur le secteur 50 Hz par l'intermédiaire d'un transformateur à point milieu, la fréquence de la tension de sortie est 100 Hz.

CALCUL DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES DU SIGNAL REDRESSE

On effectue toujours le changement de variable $\theta = \omega t$, ω étant la pulsation du générateur d'entrée. La fréquence du signal redressé étant double de celle de la source, la période est moitié, c'est-à-dire π pour la variable angulaire θ. Les expressions des forces électromotrices sont :

$$e_1 = E_M \cos \theta$$

$$e_2 = -E_M \cos \theta$$

Valeur moyenne

Elle est définie par :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} u \, d\theta$$

Compte tenu de la symétrie de la courbe par rapport à l'axe des ordonnées, on peut réduire l'intervalle d'intégration à une demi-période :

$$U_o = \frac{2}{\pi} \int_{o}^{\frac{\pi}{2}} u \, d\theta$$

On a ainsi :

$$U_o = \frac{2}{\pi} \int_{o}^{\frac{\pi}{2}} E_M \cos\theta \, d\theta$$

$$U_o = \frac{2E_M}{\pi} \left[\sin\theta\right]_{o}^{\frac{\pi}{2}}$$

$$U_o = \frac{2E_M}{\pi}$$

Quand on a déjà fait le calcul pour le redressement monophasé, on peut obtenir directement ce résultat en remarquant que l'aire limitée par la courbe de la tension u est doublée puisqu'on a deux alternances au lieu d'une.

Valeur efficace

Elle est définie par :

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} u^2 d\theta}$$

En utilisant toujours la symétrie de la courbe :

$$U = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{o}^{\frac{\pi}{2}} u^2 d\theta}$$

Soit, après linéarisation :

$$U = \sqrt{\frac{E_M}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1 + \cos 2\theta) d\theta}$$

On arrive à :

$$U = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi} \left[\theta + \frac{\sin 2\theta}{2} \right]_0^{\frac{\pi}{2}}}$$

$$U = \frac{E_M}{\sqrt{2}}$$

On remarque que la valeur efficace de la tension redressée est égale à la valeur efficace de la tension simple du générateur biphasé.

Facteur de forme

On applique la définition :

$$F = \frac{U}{U_o}$$

Ce qui donne :

$$F = \frac{\frac{E_M}{\sqrt{2}}}{\frac{2E_M}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \qquad \text{(soit 1,11)}$$

Taux d'ondulation

On le calcule par la formule :

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1}$$

On obtient ici :

$$\beta = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \qquad \text{(soit 0,483)}$$

Décomposition en série de Fourier

En raison de la symétrie de la courbe par rapport à l'axe des ordonnées, le développement ne comporte pas de terme en sinus :

$$u = U_o + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cos k\omega' t$$

On préfère souvent utiliser la pulsation ω du signal d'entrée plutôt que ω'. Il ne faut cependant pas oublier que le terme de pulsation 2ω est le fondamental de la décomposition et que le terme de pulsation $2\ k\omega$ est l'harmonique de rang k :

$$u = U_o + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cos 2k\omega t$$

Les coefficients s'écrivent :

$$A_k = \frac{4}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} u \cos 2k\theta \, d\theta$$

Soit :

$$A_k = \frac{4}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} E_M \cos\theta.\cos 2k\theta \, d\theta$$

$$A_k = \frac{2E_M}{\pi}\int_o^{\frac{\pi}{2}} \left[\cos(2k+1)\theta + \cos(2k-1)\theta\right] d\theta$$

$$A_k = \frac{2E_M}{\pi}\left[\frac{\sin(2k+1)\theta}{2k+1} + \frac{\sin(2k-1)\theta}{2k-1}\right]_o^{\frac{\pi}{2}}$$

$$A_k = \frac{2E_M}{\pi(4k^2-1)}\left[(2k-1)\sin(2k+1)\frac{\pi}{2} + (2k+1)\sin(2k-1)\frac{\pi}{2}\right]$$

$$A_k = \frac{2E_M}{\pi(4k^2-1)}\left[(2k-1)(-1)^k - (2k-1)(-1)^k\right]$$

$$A_k = -\frac{2(-1)^k}{4k^2-1}\,\frac{2E_M}{\pi}$$

La décomposition est alors :

$$u = U_o\left(1 + \sum_{k=1}^{+\infty} -\frac{2(-1)^k}{4k^2-1}\cos 2k\omega t\right)$$

En explicitant les premiers coefficients :

$$u = U_o\left(1 + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \ldots\right)$$

Le spectre d'amplitude de ce signal est tracé à la figure III-20. Si l'on considère l'importance relative des différentes raies, on voit que le spectre de la tension redressée biphasée ne diffère de celui qui avait été obtenu en monophasé que par l'absence de composante à la fréquence de la source d'entrée. Ce résultat est cependant important car la présence d'une composante d'amplitude importante à une

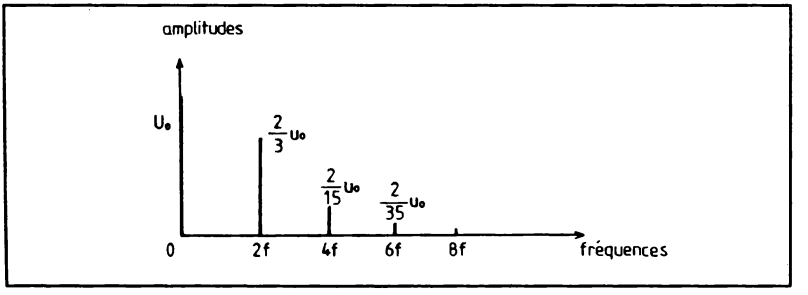


Fig. III-20 : Spectre du signal redressé biphasé.

fréquence basse rendait le filtrage difficile. Le filtre associé à un redresseur biphasé est donc plus facile à réaliser.
On peut retrouver la valeur du taux d'ondulation à l'aide de la décomposition en série de Fourier :

$$U' = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \ldots}$$

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)^2 + \left(\frac{2}{15}\right)^2 + \left(\frac{2}{35}\right)^2 + \ldots}$$

Avec les trois premiers termes, on trouve 0,482. En ajoutant le quatrième, on arrive à la valeur calculée directement 0,483.

ETUDE ENERGETIQUE

Rendement

La puissance utile correspond à la composante continue :

$$P_o = \frac{U_o^2}{R} = \frac{4E_M^2}{\pi^2 R}$$

La puissance fournie par le générateur est :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{E_M^2}{2R}$$

On obtient le rendement en effectuant le quotient :

$$\eta = \frac{P_o}{P}$$

Soit :

$$\eta = \frac{8}{\pi^2}$$

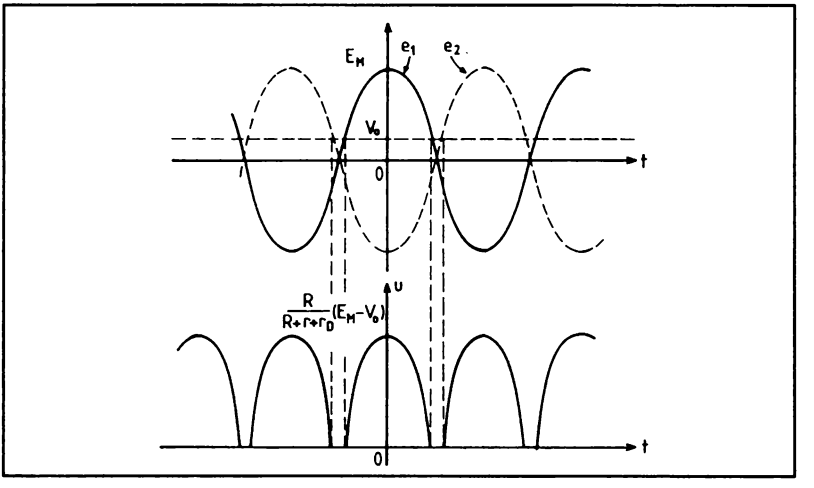


Fig. III-21 : Allure de la tension redressée si les diodes ne sont pas idéales.

Ce rendement théorique est le double de celui qu'on obtient avec un redresseur monophasé : sa valeur est un peu supérieure à 80 %. Les imperfections de la diode conduisent en réalité à une valeur légèrement plus faible.

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DES DIODES

L'étude est similaire à celle qui a été menée avec le redresseur monophasé. La tension redressée a l'allure indiquée à la figure III-21. On voit immédiatement que la tension moyenne est double de celle qu'on obtient en monophasé, soit, avec la formule approchée :

$$U_o = \frac{R}{R + r + r_D} \frac{2E_M}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{E_M}\right)$$

OBTENTION D'UNE TENSION NEGATIVE

En inversant les diodes, on change le signe de la tension redressée (figure III-22). Des tensions symétriques peuvent être obtenues en

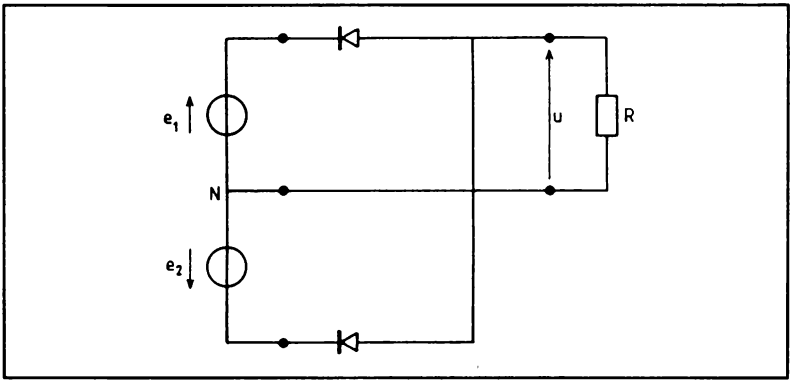


Fig. III-22 : Redresseur délivrant une tension négative.

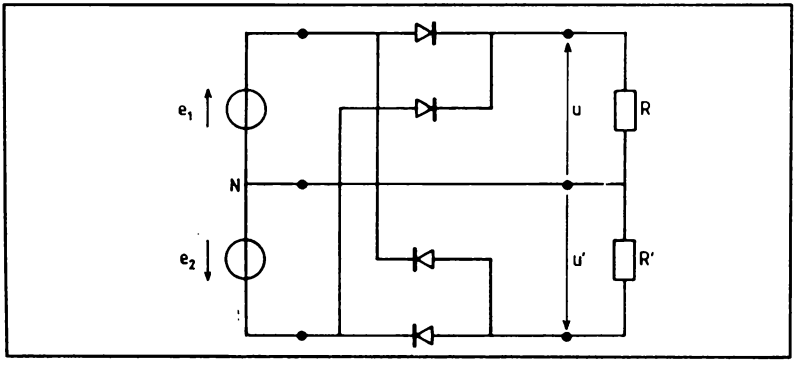


Fig. III-23 : Redresseur délivrant des tensions symétriques.

combinant les deux montages (figure III-23). En dessinant différemment le schéma (figure III-24), on fait apparaître un pont de diodes identique à celui qui est étudié dans le paragraphe suivant (pont de Graetz). Cela permet d'utiliser dans ce circuit un pont moulé à la place des quatre diodes séparées.

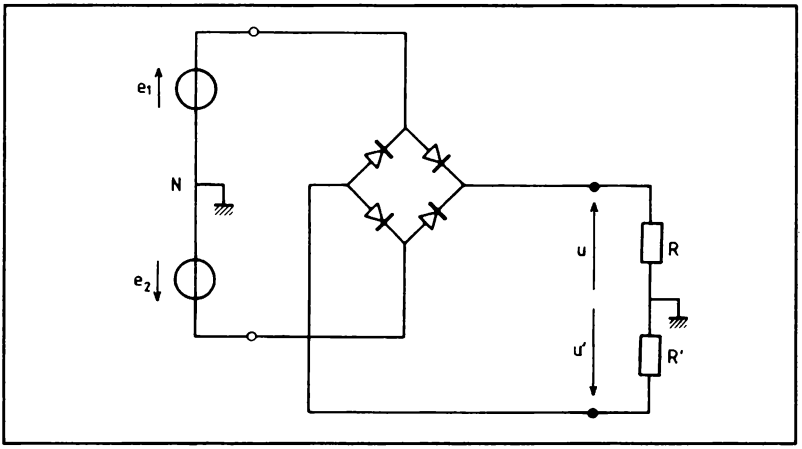


Fig. III-24 : Autre représentation du redresseur délivrant des tensions symétriques.

CHOIX DES COMPOSANTS

On choisit d'abord le rapport de transformation du transformateur en fonction de la tension moyenne souhaitée. La valeur efficace de la tension aux bornes d'un demi-secondaire (tension biphasée simple) doit être égale à :

$$E = \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2}}$$

La puissance apparente du transformateur est la somme des puissances apparentes des deux demi-secondaires :

$$S = 2EI_D$$

I_D est l'intensité efficace du courant dans une diode. Elle a même expression que dans un redresseur monophasé :

$$I_D = \frac{E_M}{2R} = \frac{E}{\sqrt{2}\ R}$$

On en déduit :

$$S = \frac{\sqrt{2}\ E^2}{R}$$

Le courant moyen dans une diode est égal à la moitié de la

composante continue du courant dans la charge. On doit donc choisir :

$$I_o > \frac{\sqrt{2}\ E}{\pi R}$$

La tension inverse maximale est égale à $2E_M$ pour chaque diode (voir les courbes). On doit donc avoir :

$$V_{RRM} > 2\sqrt{2}\ E$$

REDRESSEUR BIPHASE A DOUBLE VOIE

PRINCIPE

Le redresseur précédent est qualifié de montage à simple voie car le courant dans chaque fil de phase est unidirectionnel. On peut aussi réaliser des redresseurs à double voie pour lesquels chaque fil de phase est parcouru par un courant alternatif. Ces circuits sont également nommés redresseurs en pont (on précise en général pont de Graetz). Le schéma du montage est donné à la figure III-25. Il

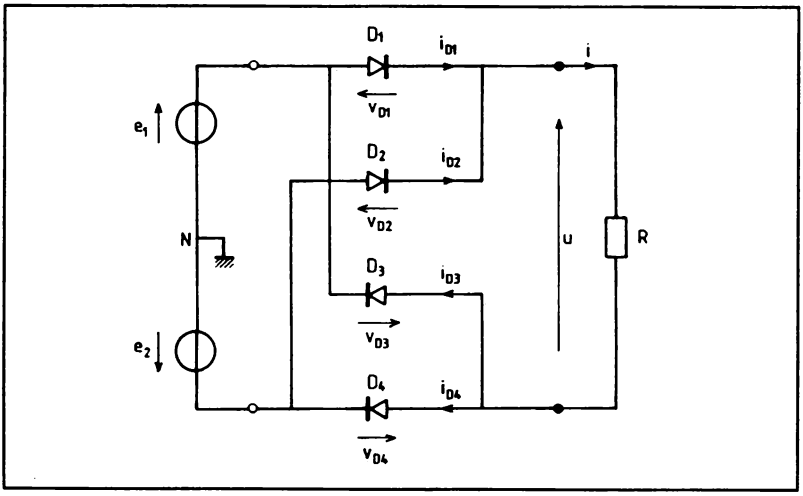


Fig. III-25 : Redresseur biphasé à double voie.

ressemble beaucoup au redresseur biphasé délivrant des tensions symétriques, les deux résistances de charge étant remplacées par un élément unique. Le fonctionnement du montage est décrit par les courbes de la figure III-26. Lors des alternances positives de e_1, les diodes D_1 et D_4 sont passantes et les diodes D_2 et D_3 bloquées. Pendant les alternances positives de e_2, ce sont D_2 et D_3 qui sont conductrices et D_1 et D_4 qui sont bloquées. La forme de la tension redressée est la même que pour le montage biphasé à simple voie,

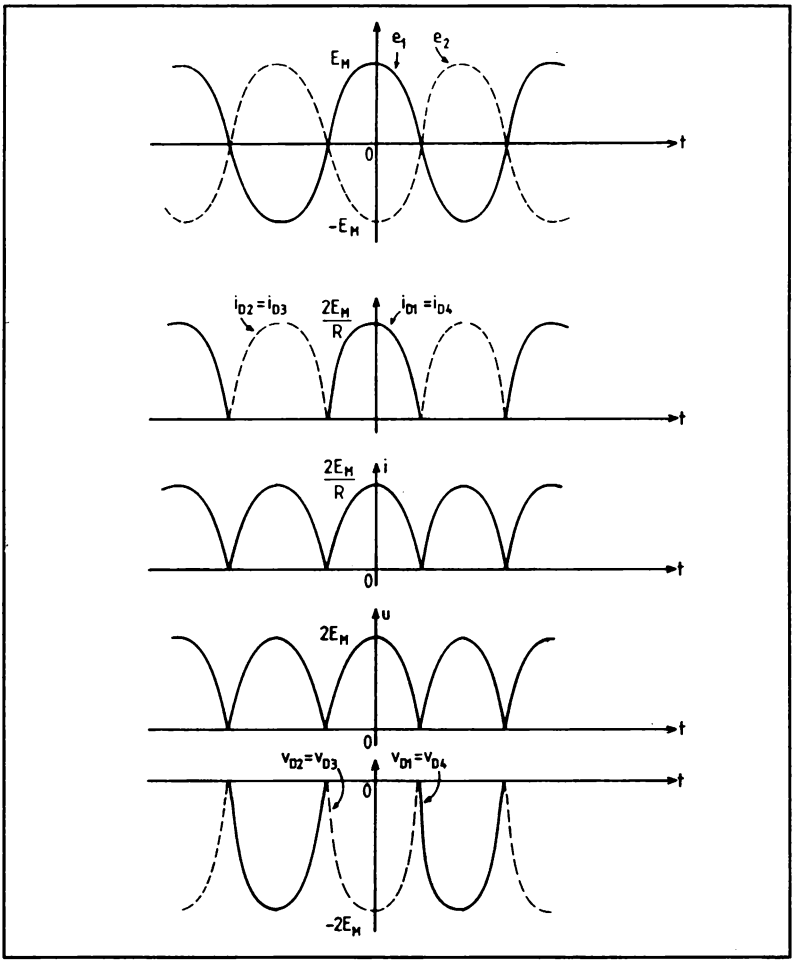


Fig. III-26 : Tensions et courants dans le redresseur biphasé à double voie.

mais la valeur maximale est doublée ($2E_M$ au lieu de E_M). On retrouve ce coefficient 2 sur toutes les grandeurs, sauf les tensions inverses aux bornes des diodes (à condition que le partage de la tension entre deux diodes bloquées se fasse par moitié, ce qui suppose des caractéristiques absolument identiques). On constate que le point neutre du générateur biphasé ne joue aucun rôle dans ce montage. On peut donc l'omettre et remplacer les deux sources e_1 et e_2 par un générateur unique de force électromotrice :

$$e' = e_1 - e_2$$

e_1 et e_2 sont les tensions simples du système biphasé tandis que e' est

une tension composée (la seconde étant $-e'$). On peut écrire :

$$e' = E'_M \cos \omega t \qquad \text{avec } E'_M = 2E_M$$

L'alimentation du redresseur peut donc se faire en monophasé comme l'indique la figure III-27. Il est ainsi possible de brancher un pont de Graetz directement sur le réseau monophasé, ou en utilisant un transformateur à simple secondaire et non un transformateur à point milieu. C'est là un avantage certain du montage à double voie par rapport à celui à simple voie.

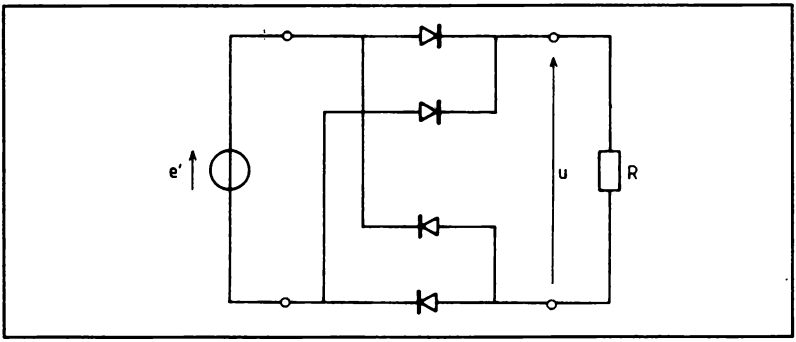


Fig. III-27 : Redresseur biphasé en pont alimenté par une source monophasée.

Plusieurs représentations sont utilisées pour le pont de Graetz. La figure III-28 donne les formes les plus usitées. Le montage peut être réalisé à partir de quatre diodes séparées, mais on trouve aussi des ponts moulés qui forment des redresseurs complets accessibles par quatre bornes : deux pour la tension alternative d'entrée et deux pour la tension redressée de sortie.

Remarque

Le pont de Graetz est un redresseur biphasé qui peut être alimenté par le réseau monophasé. De ce fait, on dit parfois, de manière impropre, que ce circuit est un redresseur «monophasé double alternance» et que le véritable montage monophasé est un redresseur "simple alternance".

CALCUL DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES

Les signaux ayant même forme que pour le redressement biphasé à simple voie, les résultats sont identiques. Toutefois, comme le maximum de la tension redressée est $2E_M$, la tension moyenne est doublée, à même générateur d'entrée :

$$U_o = \frac{4E_M}{\pi}$$

On préfère souvent exprimer les résultats en fonction de E'_M, puisque

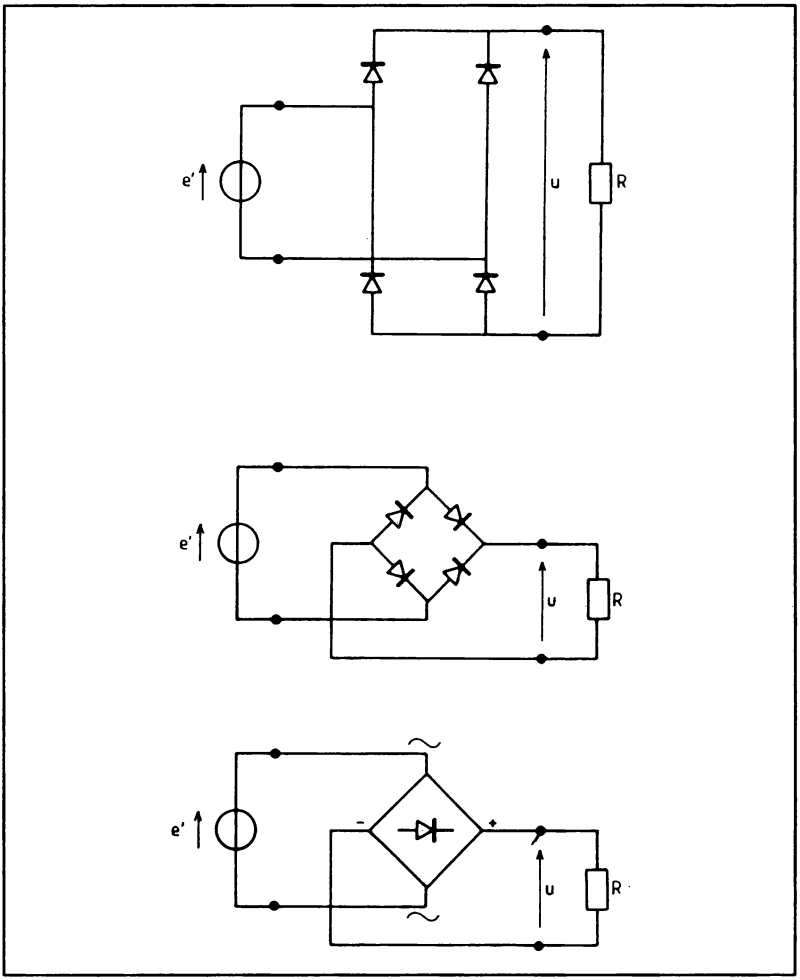


Fig. III-28 : Autres représentations du pont de Graetz.

c'est la seule tension accessible en pratique. On a alors :

$$U_o = \frac{2E'_M}{\pi}$$

$$U = \frac{E'_M}{\sqrt{2}}$$

La facteur de forme et le taux d'ondulation sont inchangés :

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \qquad \text{(soit 1,11)}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \qquad \text{(soit 0,483)}$$

La décomposition en série de Fourier est également la même :

$$u = U_o(1 + \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t + \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \ldots)$$

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DES DIODES

Le résultat est légèrement modifié puisqu'il y a toujours deux diodes passantes en série. Le schéma équivalent lorsque D_1 et D_4 sont

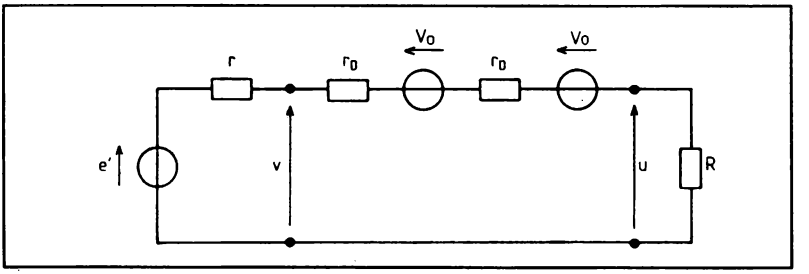


Fig. III-29 : Schéma équivalent au redresseur en pont lorsque D_1 et D_4 sont passantes.

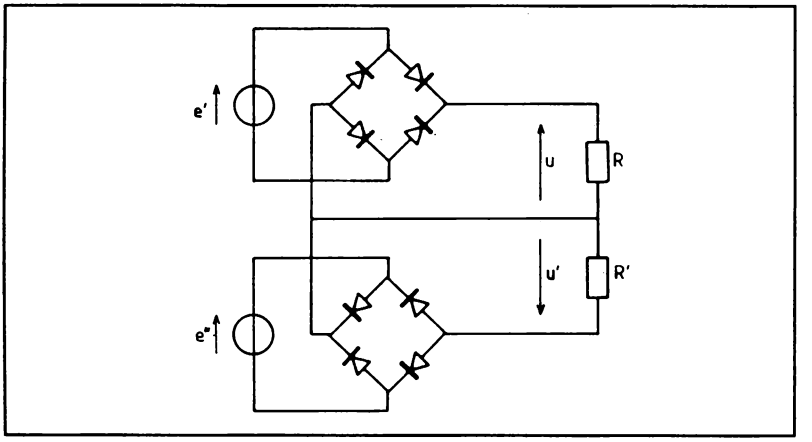


Fig. III-30 : Pour obtenir des tensions symétriques avec un montage en pont, il faut disposer de deux sources isolées l'une de l'autre.

conductrices est représenté à la figure III-29. Un calcul identique à celui du paragraphe précédent conduit à la formule approchée :

$$U_o \approx \frac{R}{R + r' + 2r_D} \frac{2E'_M}{\pi} (1 - \pi \frac{V_o}{E'_M})$$

Dans cette formule, r' est la résistance vue au secondaire du transformateur tandis que pour le redresseur à simple voie, c'est la résistance d'un demi-secondaire.

OBTENTION D'UNE TENSION NEGATIVE

Comme il n'y a pas de point commun entre la source e' et la tension u, il suffit de déplacer la référence de u (inverser la flèche sur le schéma). Il faut d'ailleurs remarquer que, dans un pont de Graetz, on ne peut pas relier à la masse un point de générateur et un point de la charge. Si l'on désire obtenir des tensions symétriques, il faut employer deux ponts alimentés par deux sources séparées (figure III-30). On utilise pour cela un transformateur à deux enroulements secondaires.

CHOIX DES COMPOSANTS

Pour le transformateur, la tension secondaire doit être égale à :

$$E' = \frac{\pi U_o}{2\sqrt{2}}$$

La puissance apparente est :

$$S = E' \frac{E'}{R}$$

Soit :

$$S = \frac{E'^2}{R}$$

Pour les diodes, le courant moyen doit vérifier la condition :

$$I_o > \frac{\sqrt{2}\, E'}{\pi R}$$

La tension inverse fournit une autre limitation :

$$V_{RRM} > \sqrt{2}\, E'$$

Exemple

On veut alimenter une résistance de 30 Ω par une tension redressée dont la valeur moyenne est d'environ 15 V.
On calcule d'abord l'ordre de grandeur de la tension nécessaire pour le transformateur :

$$E' = \frac{\pi \times 15}{2\sqrt{2}} = 16{,}7 \text{ V}$$

Pour tenir compte des diverses chutes de tension (diodes et résistance interne du transformateur), on choisit une tension nominale de 18 V.
La valeur efficace du courant au secondaire est :

$$I_2 = \frac{18}{30} = 0{,}6 \text{ A}$$

Un transformateur de puissance apparente nominale 16 VA peut effectivement fournir ce courant. En effet, ce modèle a une tension à vide de 24 V, ce qui donne :

$$S = 24 \times 0{,}6 = 14{,}4 \text{ VA}$$

Le courant nominal de cet appareil vaut :

$$I_{2n} = \frac{16}{24} = 0{,}67 \text{ A}$$

La résistance interne du transformateur est alors :

$$r' = \frac{24 \times 18}{0{,}67} = 8{,}96 \ \Omega$$

Pour les diodes, on doit vérifier les conditions :

$$I_o > \frac{\sqrt{2} \times 18}{\pi \times 30} = 0{,}27 \text{ A}$$

$$V_{RRM} > \sqrt{2} \times 24 = 34 \text{ V}$$

Pour le calcul de I_o, on a pris la tension en charge puisque le courant débité est proche de la valeur nominale. Pour la tension inverse, on a pris la tension à vide, ce qui correspond au cas le plus défavorable (charge débranchée). N'importe quelle diode de redressement supporterait les contraintes de ce montage. On choisit par exemple des diodes 1N4004 qui sont disponibles partout (leurs limites sont 1 A et 400 V). La résistance apparente de ces composants a été chiffrée plus haut à environ 0,5 Ω. Pour terminer, on recalcule la tension moyenne en utilisant la formule plus complète :

$$U_o = \frac{30}{30 + 8{,}96 + 2 \times 0{,}5} \cdot \frac{2 \times 24\sqrt{2}}{\pi} \left(1 - \pi \cdot \frac{0{,}6}{24\sqrt{2}}\right) = 15{,}9 \text{ V}$$

La valeur obtenue correspond bien à ce qui était demandé. Si ce n'était pas le cas, il faudrait faire un choix différent pour le transformateur et reprendre la même démarche.

COMPARAISON ENTRE LES TROIS MONTAGES

Le redresseur monophasé a l'avantage de la simplicité : il ne comporte qu'une diode. Par contre, ses performances sont très médiocres : fort taux d'ondulation (121 %), faible rendement (40 %). De plus, si on utilise un transformateur, celui-ci fonctionne dans de très mauvaises conditions : la composante continue du courant débité par le secondaire tend à saturer le circuit magnétique. Il en résulte que ce transformateur devra être surdimensionné par rapport à la puissance fournie. Tous ces inconvénients font que le

redresseur monophasé est très peu utilisé, sauf lorsque la puissance est faible. Dans les alimentations continues, on préfère en général un redressement biphasé : les performances sont bien meilleures pour des montages qui peuvent être branchés sur le réseau monophasé.
Les redresseurs biphasés à simple ou à double voie apportent des améliorations semblables : taux d'ondulation de 48,2 %, rendement de l'ordre de 80 %. L'absence de composante à la fréquence du générateur dans le signal redressé facilite le filtrage. Le transformateur fonctionne dans de meilleures conditions puisque l'enroulement secondaire n'est pas parcouru par une composante continue de courant.
Les deux types de redresseurs biphasés comportent chacun des avantages et des inconvénients. Le redressement à simple voie ne nécessite que deux diodes contre quatre pour le redressement à double voie. Cela entraîne une plus faible chute de tension due aux imperfections des diodes dans le redresseur à simple voie : ce point est intéressant lorsque les tensions à traiter ne dépassent pas la dizaine de volts. Le montage en pont ne demande que des diodes de tension inverse E_M (avec cependant une bonne marge de sécurité), alors que le redresseur à simple voie exige une tension $2E_M$. Cette propriété est importante lorsqu'on utilise des tensions élevées. Le montage à simple voie a une propriété avantageuse pour la transmission des parasites véhiculés par le secteur : ceux-ci arrivent en opposition sur les deux tensions biphasées et se retranchent pour le signal redressé. Par contre, le redresseur en pont n'exige pas la présence d'un transformateur, ce qui est particulièrement utile pour les alimentations à découpage. Quand l'isolement est nécessaire, le pont de Graetz se contente d'un transformateur ordinaire alors que le redresseur biphasé à simple voie ne peut être branché sur le réseau que par l'intermédiaire d'un transformateur à point milieu. La moindre dissymétrie entre les deux parties du secondaire entraîne une déformation de la tension redressée qui comporte alors une composante à la fréquence du secteur dans son spectre. De plus, le transformateur est moins bien utilisé dans le montage à simple voie puisque seule la moitié du secondaire est parcourue par un courant à chaque alternance. Dans les mêmes conditions (tension de sortie et nombre de spires total du secondaire du transformateur), le redresseur en pont permet de disposer d'une puissance utile supérieure pour une puissance apparente du transformateur donnée.
Quand on veut disposer de tensions redressées symétriques, le pont de Graetz a l'inconvénient d'imposer un transformateur à deux secondaires isolés, ce qui lui fait perdre son principal atout devant le redresseur à simple voie. Compte tenu de ces différents points de comparaison, on constate dans la pratique que les deux types de redresseurs biphasés sont utilisés. Le pont de Graetz est le plus souvent rencontré. Il est le seul possible si le circuit est branché directement sur le secteur. Le redresseur à simple voie a la préférence

pour les tensions peu élevées et lorsque les parasites doivent être éliminés le mieux possible (systèmes programmés, appareils haute-fidélité). Enfin, pour l'obtention de tensions symétriques, on trouve le plus souvent le montage à simple voie (représenté en pont comme sur la figure IV-24).

FILTRES CAPACITIFS

4

Le redressement a permis d'obtenir une tension unidirectionnelle, mais celle-ci présente une forte ondulation. Cela correspond à la présence d'une composante alternative superposée à la composante continue. Quand on désire arriver à une tension bien constante, il faut procéder à un filtrage, c'est-à-dire éliminer — ou tout au moins fortement atténuer — la composante alternative. Les filtres rencontrés dans les alimentations électroniques sont tous réalisés avec un condensateur. Pour des raisons d'encombrement, les bobines ne sont utilisées qu'en électronique de puissance.

FILTRE D'UN REDRESSEUR MONOPHASE

PRINCIPE

Un condensateur placé en parallèle de la charge ralentit les variations de la tension de sortie. On effectue ainsi un filtrage passe-bas. Si la capacité est assez élevée, on obtient une tension peu ondulée. L'adjonction du condensateur modifie le fonctionnement du redresseur : les intervalles de conduction de la diode sont réduits par rapport au montage sans filtre. On considère d'abord l'ensemble redresseur et filtre à vide (figure IV-1). Le condensateur se charge lors de la mise sous tension puis maintient la tension à ses bornes

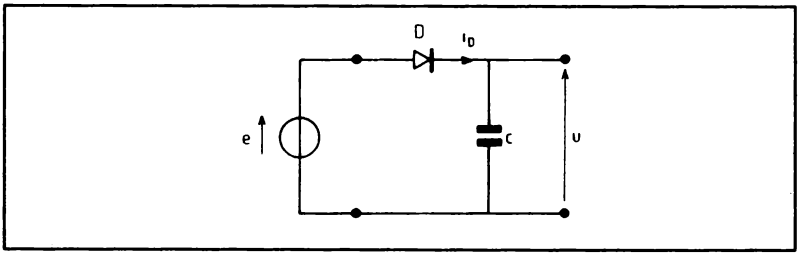


Fig. IV-1 : Redresseur monophasé avec filtre à vide.

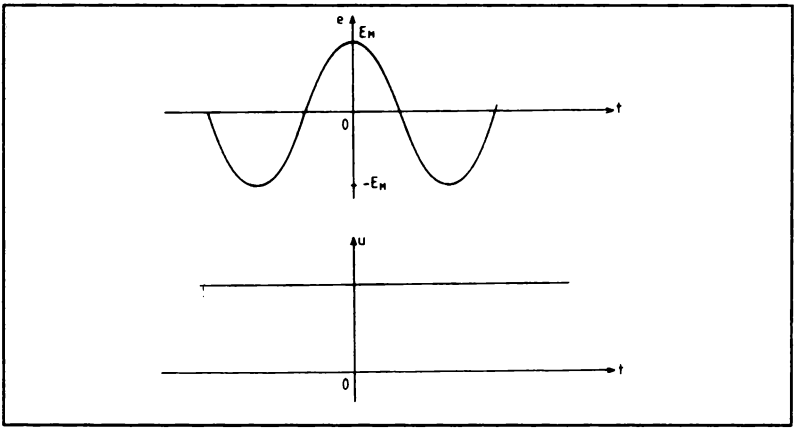


Fig. IV-2 : Fonctionnement à vide (régime permanent).

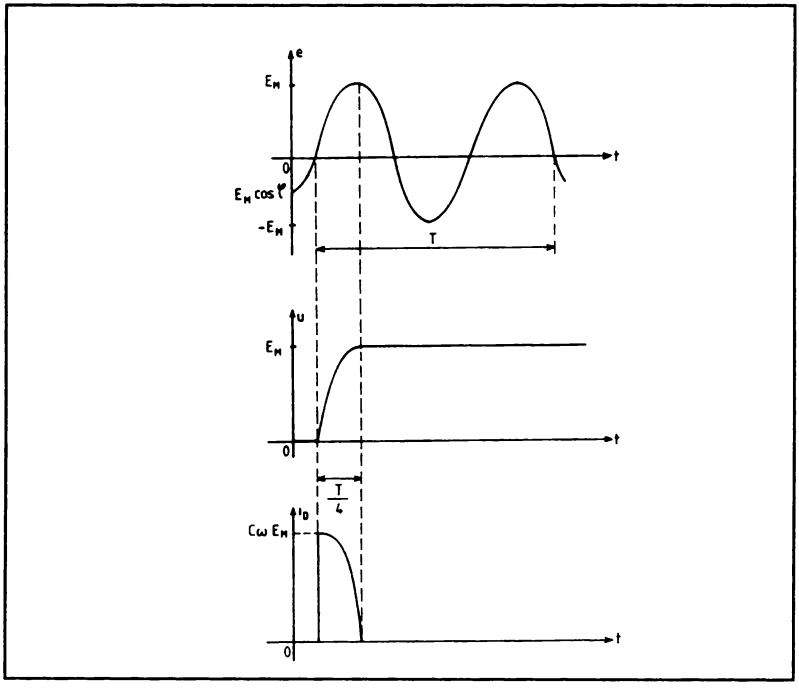


Fig. IV-3 : Régime transitoire si la mise sous tension se produit lors d'une alternance négative.

constante puisqu'il n'y a aucun courant qui puisse provoquer une décharge à cause de la diode. En régime permanent, la tension de sortie est continue et égale à l'amplitude de la tension d'entrée (avec une diode et un générateur idéaux). On a ainsi les courbes de la figure IV-2. Le régime transitoire de mise sous tension dépend de l'instant auquel on applique le signal d'entrée par rapport à la sinusoïde du générateur. Si la mise sous tension se fait lors d'une alternance négative, on obtient les courbes de la figure IV-3. La diode se débloque lorsque la tension d'entrée devient positive. Pendant un quart de période, on a :

$$u = e = E_M \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_D = C\frac{du}{dt} = -C\omega E_M \sin(\omega t + \varphi)$$

Si la mise sous tension se produit pendant une alternance positive, on obtient les courbes de la figure IV-4. A l'instant initial, la tension u

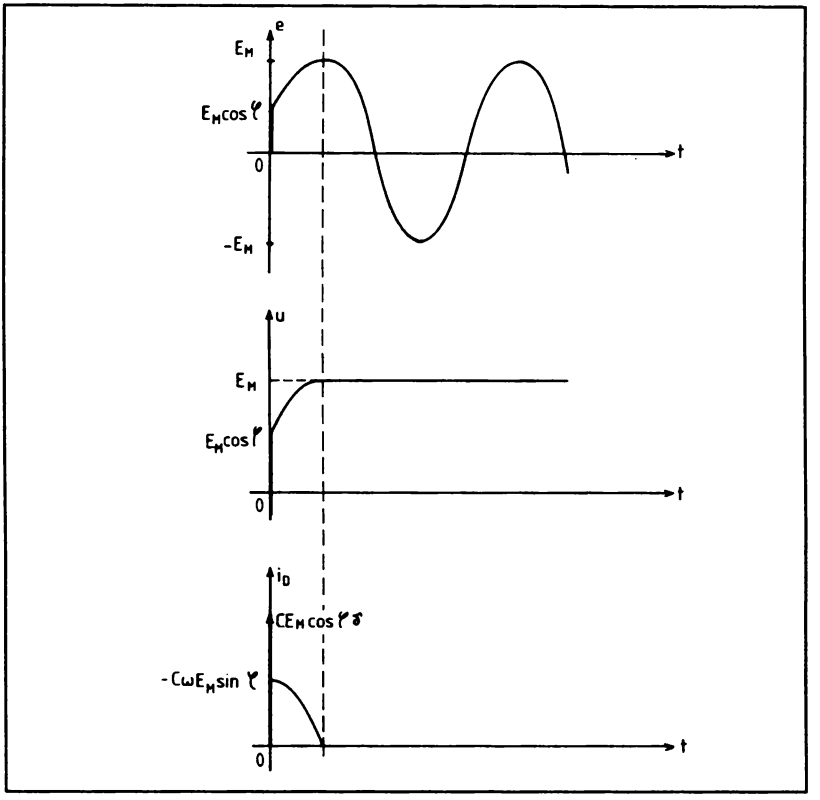


Fig. IV-4 : Régime transitoire si la mise sous tension se produit lors d'une alternance positive.

présente une discontinuité : elle atteint immédiatement la valeur de e pour $t = 0$, soit $E_M \cos \varphi$. A cause du condensateur, le courant est impulsionnel :

$$i_D = CE_M \cos \varphi \, \delta$$

δ étant l'impulsion de Dirac. Ensuite, on a jusqu'au maximum de e :

$$u = e = E_M \cos (\omega t + \varphi)$$

$$i_D = C \frac{du}{dt} = - C\omega E_M \sin (\omega t + \varphi)$$

La présence d'une impulsion sur le courant est due au fait qu'on a négligé toute forme de résistance dans le circuit. Cela correspond en réalité à une forte surintensité à la mise sous tension comme on le verra plus loin.
On étudie maintenant ce qui se passe lorsque le circuit est en charge. On considère que l'utilisation est purement résistive (figure IV-5).

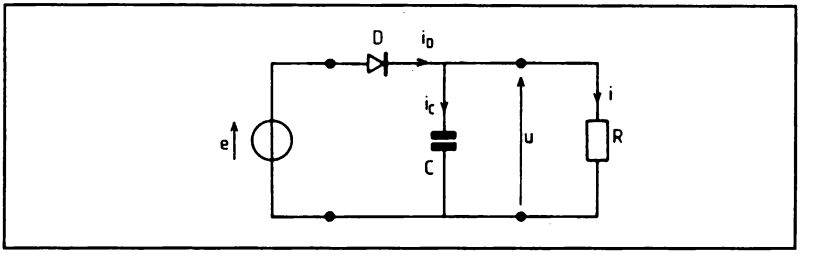


Fig. IV-5 : Redresseur monophasé avec filtre en charge.

Les courbes des différents signaux sont données à la figure IV-6. A l'instant $t = 0$, choisi à un maximum de e, la diode est passante. On a alors :

$$u = e = E_M \cos \omega t$$

Les courants dans la résistance et le condensateur s'écrivent :

$$i = \frac{E_M}{R} \cos \omega t$$

$$i_c = - C\omega E_M \sin \omega t$$

On en déduit le courant dans la diode :

$$i_D = \frac{E_M}{R} \cos \omega t - C\omega E_M \sin \omega t$$

La diode se bloque à l'intant t_1 ou le courant i_D s'annule :

$$\frac{E_M}{R} \cos \omega t_1 - C\omega E_M \sin \omega t_1 = 0$$

Ce qui donne :

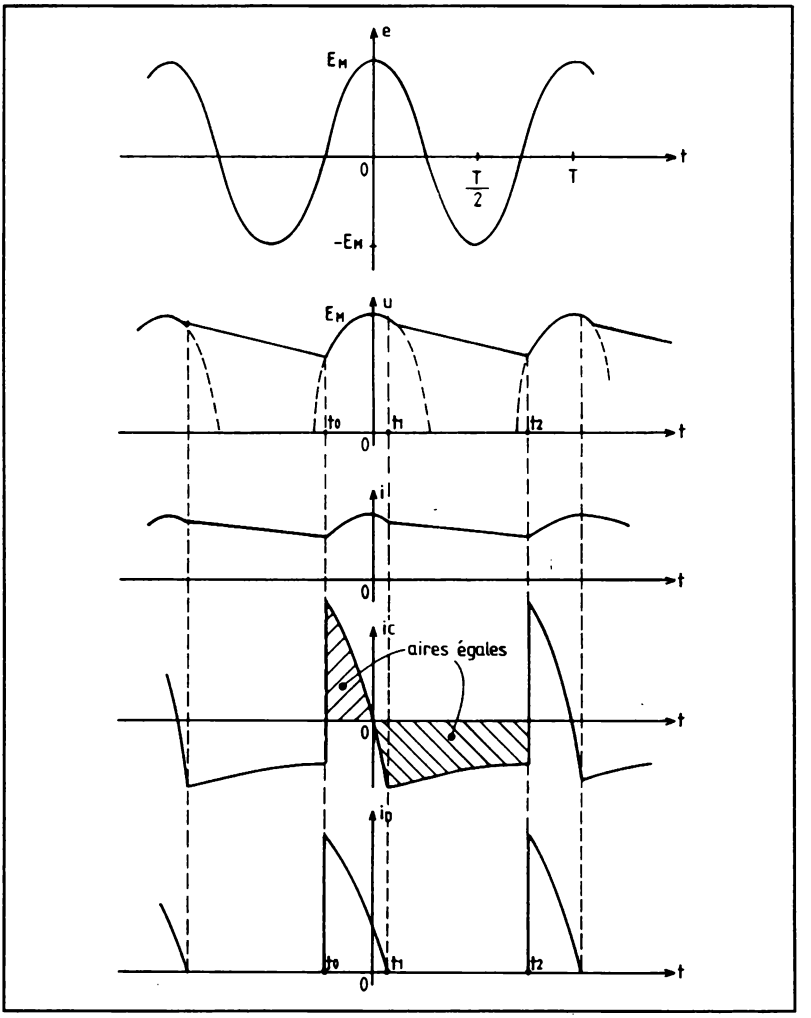


Fig. IV-6 : Fonctionnement en charge (régime permanent).

$$\tan \omega t_1 = \frac{1}{RC\omega}$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \text{Arctan } \frac{1}{RC\omega}$$

Tant que la diode reste bloquée, le condensateur se décharge exponentiellement dans la résistance de charge :

$$u = E_M \cos \omega t_1 \, e^{-\frac{t_2 - t_1}{RC}}$$

Les intensités sont :

$$i_D = 0$$

$$i = -i_c = \frac{E_M}{R} \cos \omega t_1 \, e^{-\frac{t - t_1}{RC}}$$

La diode devient conductrice à l'instant t_2 où la tension à ses bornes s'annule. Cela correspond à la première intersection de l'exponentielle de u avec la sinusoïde de e :

$$E_M \cos \omega t_1 \, e^{-\frac{t - t_1}{RC}} = E_M \cos \omega t_2$$

Cette équation ne peut pas être résolue algébriquement. On peut cependant déterminer les solutions soit par une approche numérique, soit par une méthode graphique. La figure IV-7 montre le tracé de

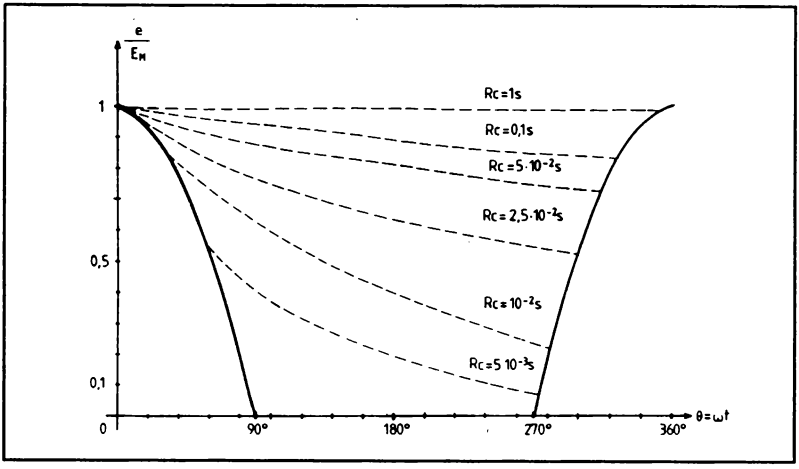


Fig. IV-7 : Détermination graphique de l'angle de début de conduction.

l'exponentielle pour diverses valeurs de la constante de temps RC (la fréquence étant de 50 Hz). Pour le point d'intersection de cette courbe et de la sinusoïde, on lit en abscisse la valeur de l'angle θ_2 correspondant à l'instant t_2 ($\theta_2 = \omega t_2$). Ensuite, la diode étant de nouveau conductrice, on se retrouve dans les mêmes conditions qu'à $t = 0$ et le cycle recommence. Il est intéressant de remarquer que la tension de sortie est d'autant moins ondulée que la constante de temps RC est élevée. Toutefois, il ne faut pas choisir une valeur trop importante pour C car il en résulte alors une faible durée de conduction de la diode et un pic de courant très élevé. Ce phénomène est illustré à la figure IV-8. Pour faciliter la détermination des limites de conduction de la diode, on peut tracer des abaques. La figure IV-9 donne des courbes des angles $\theta_0 = \omega t_0$ et $\theta_1 = \omega t_1$ (t_0 et t_1 définis sur la

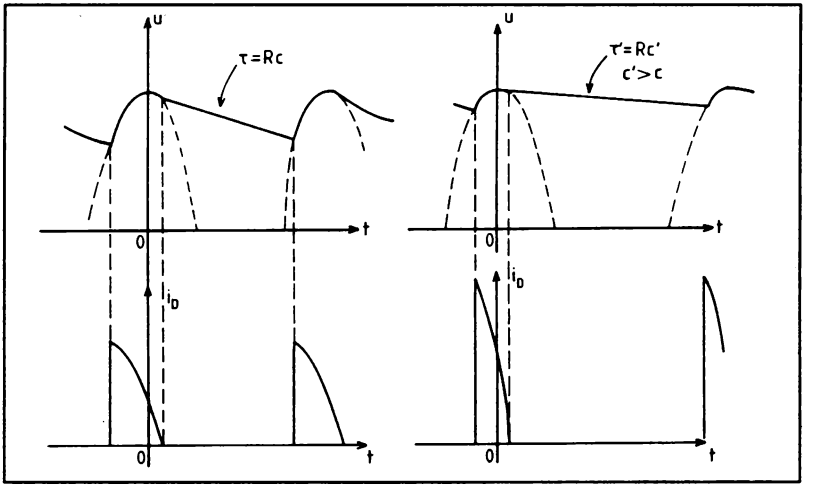


Fig. IV-8 : Effet de l'augmentation de la capacité sur le courant dans la diode.

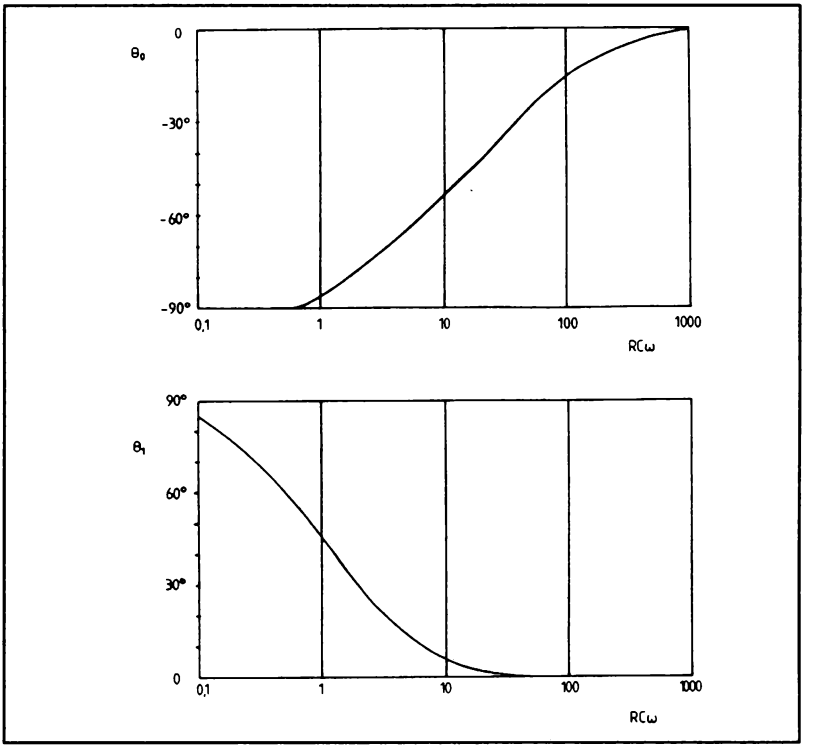


Fig. IV-9 : Courbes donnant les angles limites de conduction de la diode

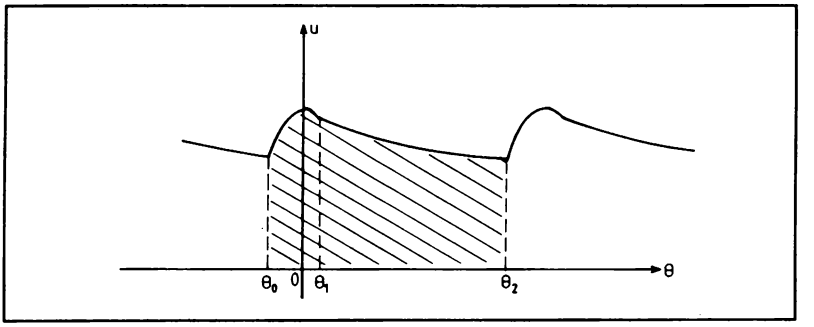


Fig. IV-10 : Calcul de la valeur moyenne U_o.

figure IV-6) en fonction du produit RCω. On constate immédiatement que la durée de conduction de la diode devient très petite lorsque RCω est élevé.
Pour le calcul de la valeur moyenne U_o de la tension redressée et filtrée, on utilise la variable angulaire θ et on choisit un intervalle d'intégration $[\theta_0 , \theta_2]$ (figure IV-10). On a par définition :

$$U_o = \frac{1}{2\pi}\int_{\theta_o}^{\theta_2} u \; d\theta$$

On sépare l'intervalle d'intégration en deux parties :

$$U_o = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\theta_o}^{\theta_1} E_M \cos\theta \; d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} E_M \cos\theta_1 \; e^{-\frac{\theta-\theta_1}{RC\omega}} d\theta\right]$$

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\left\{[\sin\theta]_{\theta_o}^{\theta_1} - RC\omega\cos\theta_1\left(e^{-\frac{\theta-\theta_1}{RC\omega}}\right)_{\theta_1}^{\theta_2}\right\}$$

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_o - RC\omega\cos\theta_1\left(e^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} - 1\right)\right]$$

Or, la condition de conduction de la diode donne la relation :

$$\cos\theta_1 \; e^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} = \cos\theta_2$$

On en déduit :

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_o + RC\omega(\cos\theta_1 - \cos\theta_2)\right]$$

On peut aussi exprimer RCω en fonction de θ_1 grâce à la condition de blocage :

$$\tan\theta_1 = \frac{1}{RC\omega}$$

Cela donne :

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_o + \frac{\cos^2\theta_1 - \cos\theta_1\cos\theta_2}{\sin\theta_1}\right]$$

Soit, après réduction au même dénominateur :

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\,\frac{\sin^2\theta_1 - \sin\theta_o\sin\theta_1 + \cos^2\theta_1 - \cos\theta_1\cos\theta_2}{\sin\theta_1}$$

Comme $\theta_2 = \theta_o + 2\pi$, on a $\cos\theta_2 = \cos\theta_o$. En utilisant également la formule donnant la somme des carrés du cosinus et du sinus d'un même angle, on obtient :

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\,\frac{1 - \cos\theta_o\cos\theta_1 - \sin\theta_o\sin\theta_1}{\sin\theta_1}$$

On utilise enfin la formule trigonométrique :

$$\cos(a-b) = \cos a\cos b + \sin a\sin b$$

Le résultat s'écrit :

$$U_o = \frac{E_M}{2\pi}\,\frac{1 - \cos(\theta_1 - \theta_o)}{\sin\theta_1}.$$

On peut alors tracer la courbe de la figure IV-11 qui donne les valeurs de la tension moyenne U_o en fonction du produit $RC\omega$. Il suffit pour cela de relever les valeurs de θ_o et θ_1 sur les courbes de la figure IV-9 et de les reporter dans l'expression de U_o qui vient d'être démontrée. On constate sur ces différents graphiques que la tension U_o obtenue n'est à peu près égale à E_M que si le produit $RC\omega$ est élevé (de l'ordre

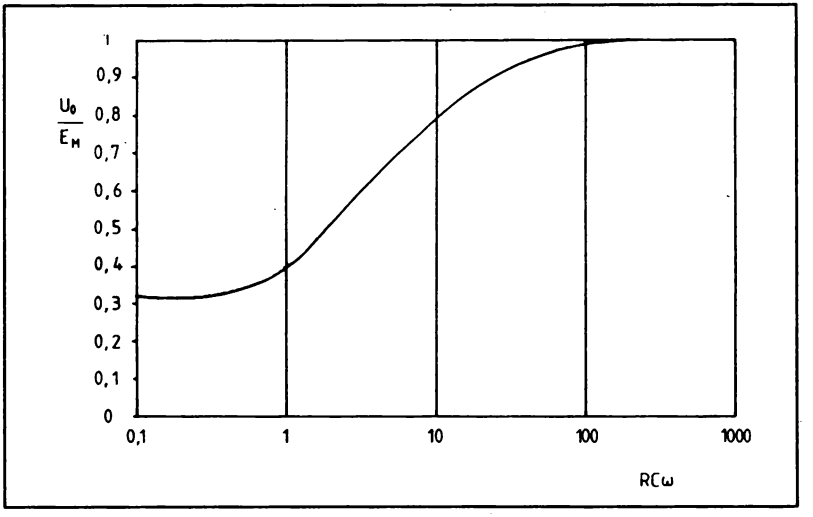


Fig. IV-11 : Variation du rapport de la tension redressée moyenne à l'amplitude de la sinusoïde en fonction de $RC\omega$

d'au moins 100). Dans ce cas, on peut estimer que l'angle θ_1 est pratiquement nul, c'est-à-dire que la conduction de la diode cesse au sommet de la sinusoïde. La valeur absolue de l'angle θ_0 est un peu plus grande, mais reste cependant petite par rapport à la période du signal. Ces remarques sont très utiles pour faire un calcul approché pour la détermination des composants, comme on le verra plus loin.

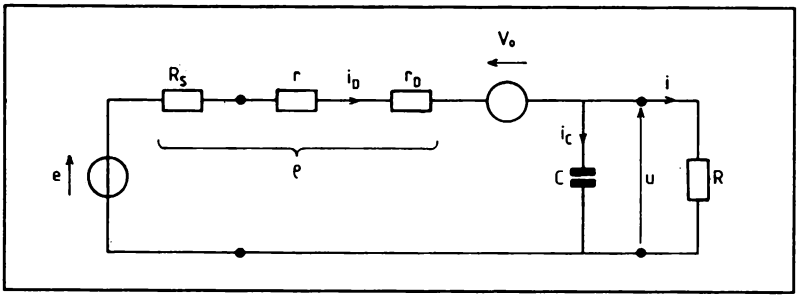


Fig. IV-12 : Schéma équivalent lorsque la diode est passante.

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DE LA DIODE ET DU TRANSFORMATEUR

La théorie qui vient d'être exposée n'est pas tout à fait vérifiée dans la réalité. Tout d'abord, le seuil de conduction de la diode n'est pas négligeable si les tensions ne sont pas très élevées. Mais surtout, la forme du courant dans la diode est beaucoup plus arrondie que ce qui a été prévu (on n'observe pas de discontinuité). Cela s'explique par le fait que le circuit présente toujours une certaine résistance : résistance de sortie du générateur (en général un transformateur), résistance apparente de la diode et éventuellement résistance additionnelle de limitation des surintensités. Bien que la valeur de l'ensemble de ces résistances ne soit pas très élevée, elle a une influence non négligeable car le courant qui parcourt le circuit est formé de pics brefs mais de grande amplitude, ce qui entraîne une chute de tension notable. Il faut donc reprendre l'étude en utilisant pour la diode un modèle linéarisé prenant en compte le seuil et la résistance directe et pour le transformateur un modèle incluant la résistance vue du secondaire. Le schéma équivalent lorsque la diode est passante est alors représenté à la figure IV-12. La résistance totale du circuit est :

$$\varrho = R_S + r_D + r$$

R_S étant la résistance de sortie du transformateur, r_D la résistance apparente de la diode et r une éventuelle résistance supplémentaire. Les courbes des différents signaux sont tracées à la figure IV-13. Lorsque la diode est passante, on a :

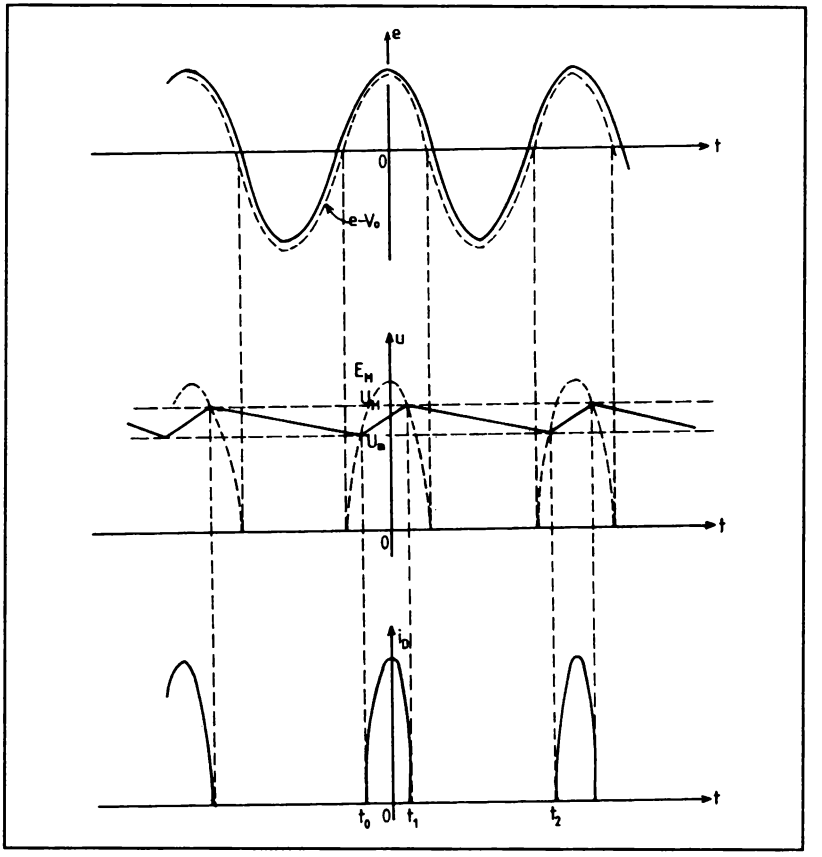


Fig. IV-13 : Allure des courbes lorsque la diode et le transformateur ne sont pas idéaux.

$$e - V_o = \varrho i_D + u$$

$$i = \frac{U}{R}$$

$$i_C = C\frac{du}{dt}$$

$$i_D = i + i_C$$

On en déduit l'équation différentielle qui régit les variations de la tension u :

$$e - V_o = \varrho C\frac{du}{dt} + \frac{\varrho}{R}\,u + u$$

$$\varrho C \frac{du}{dt} + \left(1 + \frac{\varrho}{R}\right) u = E_M \cos \omega t - V_o$$

Il s'agit d'une équation différentielle du premier ordre dont on peut définir la constante de temps :

$$\tau' = \frac{\rho C}{1 + \frac{\rho}{R}} = \frac{R\rho}{R + \rho} C$$

On arrive alors :

$$\tau' \frac{du}{dt} + u = \frac{R}{R + \varrho} (E_M \cos \omega t - V_o)$$

La solution générale de l'équation sans second membre est :

$$u_1 = A\, e^{-\frac{t}{\tau'}}$$

Une solution particulière de l'équation complète est formée par la somme d'une constante et d'une fonction sinusoïdale. La constante s'exprime par :

$$u'_2 = -\frac{R}{R + \varrho} V_o$$

La fonction sinusoïdale est quant à elle :

$$u''_2 = \frac{R}{R + P} \frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos(\omega t + \varphi)$$

avec :

$$\varphi = -\text{Arc tan } \tau' \omega$$

La solution de l'équation est :

$$u = u_1 + u'_2 + u''_2$$

Soit :

$$u = A\, e^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{R}{R + \rho}\left[\frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos(\omega t + \varphi) - V_o\right]$$

La constante A est déterminée à partir des conditions de départ de la phase étudiée. En régime permanent, la valeur U_m de la tension à l'instant t_o n'est pas connue à ce stade du raisonnement, mais elle peut être calculée à la fin de l'étude. La condition s'écrit :

$$U_m = A e^{-\frac{t_o}{\tau'}} + \frac{R}{R + \rho}\left[\frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos(\omega t_o + \varphi) - V_o\right]$$

On en déduit l'expression de A :

$$A = \left\{U_m - \frac{R}{R + \rho}\left[\frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos(\omega t_o + \varphi) - V_o\right]\right\} e^{\frac{t_o}{\tau'}}$$

La diode se bloque à l'instant t_1 ou le courant s'annule, ce qui

correspond à l'intersection de la courbe de u avec la sinusoïde décalée $e - V_o$ (en tirets sur la figure). On obtient alors la condition :

$$A e^{-\frac{t_1}{\tau}} + \frac{R}{R+\rho}\left[\frac{E_M}{\sqrt{1+\tau'^2\omega^2}}\cos(\omega t_1 + \varphi) - V_o\right] = E_M \cos\omega t_1 - V_o$$

La valeur de u à l'instant t_1 est :

$$U_M = E_M \cos \omega t_1 - V_o$$

A partir de là, la diode est bloquée et le condensateur se décharge dans la résistance d'utilisation :

$$u = U_M \; e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \; (\tau = RC)$$

La diode redevient conductrice lorsque la tension à ses bornes atteint V_o, ce qui correspond à l'intersection de l'exponentielle de u avec la sinusoïde décalée $e\text{-}V_o$. Cela se produit à l'instant t_2 :

$$U_M \; e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} = E_M \cos\omega t_2 - V_o$$

Une période s'est écoulée depuis le début de la première phase considérée :

$$t_2 = t_o + T$$

On est donc revenu aux conditions de départ :

$$U_m = U_M \; e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}}$$

Les diverses relations établies au cours de cette étude permettent théoriquement de déterminer t_o, t_1, U_m et U_M. Malheureusement, la résolution du système d'équations est particulièrement délicate. On n'utilise donc pas cette méthode dans la pratique, mais on détermine les paramètres utiles à la conception par des calculs approchés ou par des abaques.

CAS PARTICULIER D'UNE FAIBLE ONDULATION

Suivant l'usage qui est fait de la tension redressée et filtrée, on est plus ou moins exigeant sur l'importance de l'ondulation. Le rapport de l'ondulation crête à crête à la tension moyenne peut valoir moins de 0,1 % quand on souhaite une tension presque continue, mais plus de 10 % quand on souhaite simplement obtenir une tension unidirectionnelle ondulée. En général, on est exigeant si la tension est utilisée directement, mais beaucoup moins si on emploie un régulateur qui améliore nettement le taux d'ondulation. Quand l'ondulation est faible, on peut déterminer assez simplement les caractéristiques du circuit en considérant pour le calcul de la durée de conduction de la diode que la tension de sortie est continue. On a alors les courbes de la figure IV-14. 2α est appelé angle de conduction de la diode. Les limites de conduction correspondent à l'intersection

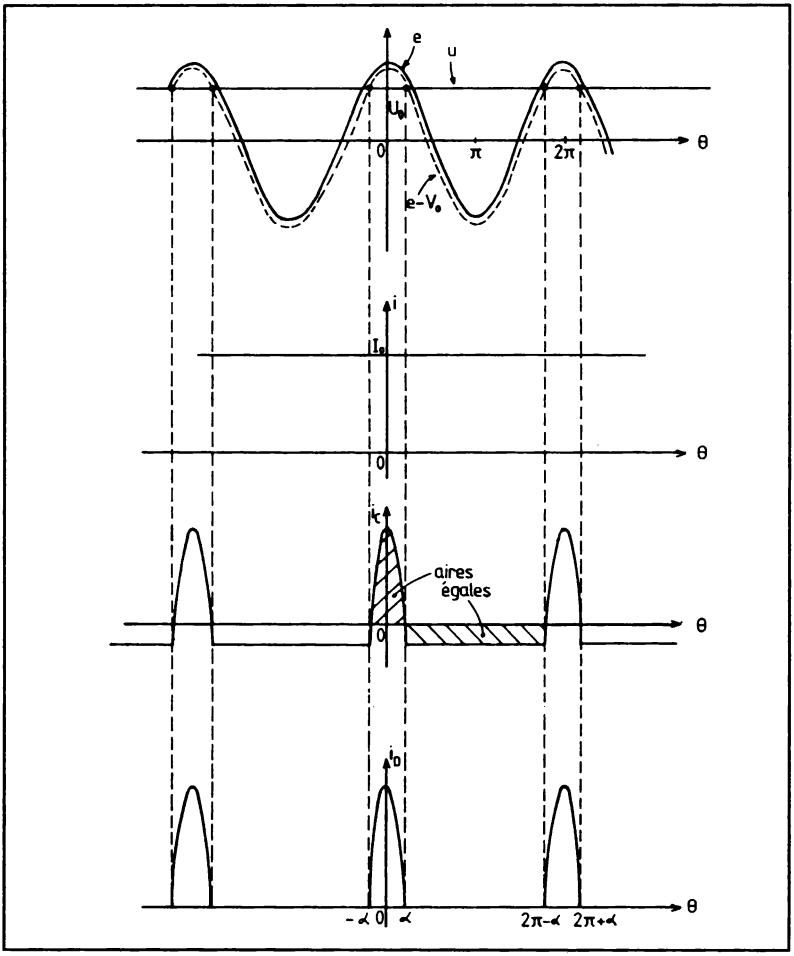


Fig. IV-14 : Allure des courbes lorsque l'ondulation est faible.

de la sinusoïde décalée représentant e-V_o et du niveau constant U_o, donc :

$$E_M \cos \alpha - V_o = U_o$$

On a alors :

$$\alpha = \text{Arccos} \frac{U_o - V_o}{E_M}$$

La courbe de l'intensité dans la diode est une calotte de sinusoïde :

$$i_D = \frac{E_M \cos\theta - V_o - U_o}{\rho} \qquad \text{pour } \theta \in [-\alpha.\alpha]$$

La composante continue de ce courant traverse la charge et la composante alternative traverse le condensateur puisque la tension de sortie est continue et qu'un condensateur ne laisse pas passer de courant continu. L'intensité (constante) dans la résistance d'utilisation est donc :

$$I_o = \frac{1}{\pi}\int_o^{\alpha} \frac{E_M \cos\theta - V_o - U_o}{\rho} d\theta$$

$$I_o = \frac{1}{\pi\rho}\left[E_M \sin\theta - (V_o + U_o)\theta\right]_o^{\alpha}$$

$$I_o = \frac{E_M}{\pi\rho}\left(\sin\alpha - \frac{V_o + U_o}{E_M}\alpha\right)$$

$$I_o = \frac{E_M}{\pi\rho}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

car :

$$V_o + U_o = E_M \cos\alpha$$

On peut alors tracer la caractéristique de sortie du montage. On prend différentes valeurs de α et on calcule U_o et I_o à partir des formules établies plus haut. On obtient ainsi une courbe dont l'allure est indiquée à la figure IV-15.

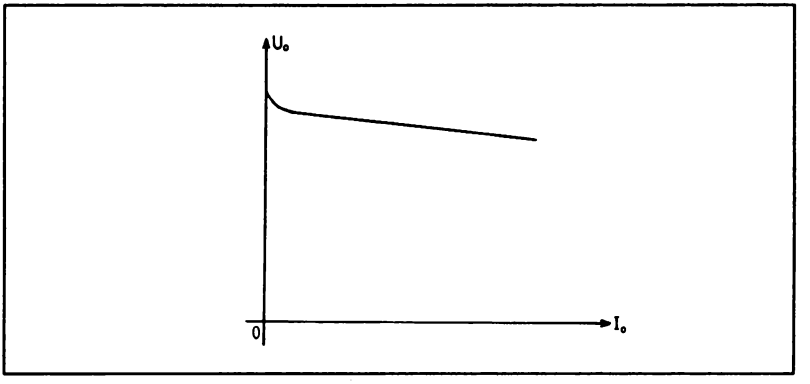


Fig. IV-15 : Caractéristique de sortie.

On peut ensuite calculer la valeur efficace du courant dans la diode. Ce résultat permet de dimensionner le transformateur en calculant sa puissance apparente. En introduisant le demi-angle de conduction α, on écrit l'intensité dans la diode sous la forme :

$$i_D = \frac{E_M}{\rho}(\cos\theta - \cos\alpha) \qquad \text{pour } \theta \in [-\alpha.\alpha]$$

La valeur efficace est définie par :

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_o^{\pi} i_D^2 \, d\theta}$$

On en déduit :

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_o^{\alpha} \frac{E_M^2}{\rho^2}(\cos\theta - \cos\alpha)^2 \, d\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_o^{\alpha} \frac{E_M^2}{\rho^2}\left(\cos^2\theta - 2\cos\alpha\cos\theta + \cos^2\alpha\right)d\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi\rho^2}\int_o^{\alpha}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\theta - 2\cos\alpha\cos\theta + \cos^2\alpha\right)d\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi\rho^2}\left[\frac{\theta}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\theta - \cos\alpha\sin\theta + \theta\cos^2\alpha\right]_o^{\alpha}}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi\rho^2}\left[\frac{\theta}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\theta - 2\cos\alpha\sin\theta + \theta\cos^2\alpha\right]_o^{\alpha}}$$

Compte tenu de la formule trigonométrique :

$$\sin 2\alpha = 2\cos\alpha\sin\alpha$$

on obtient :

$$I_D = \frac{E_M}{\sqrt{2\pi}\rho}\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}$$

Le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne est :

$$\frac{I_D}{I_o} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

Les variations de ce rapport en fonction de α sont indiquées à la figure IV-16.

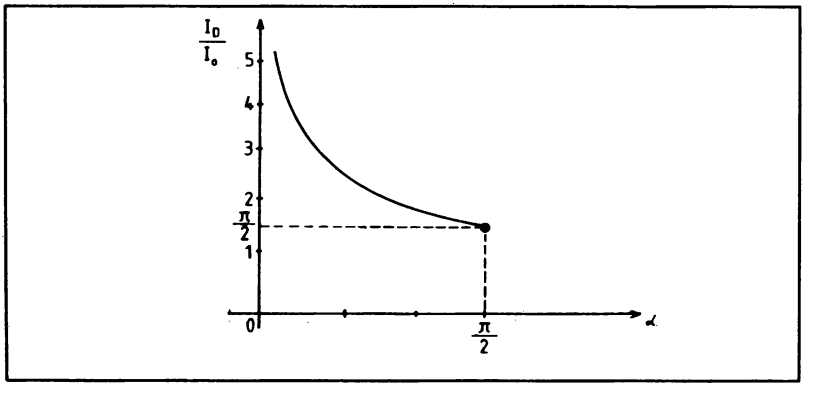


Fig. IV-16 : Courbe du rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne du courant dans le transformateur en fonction du demi-angle de conduction de la diode.

CALCUL APPROCHES

Pour obtenir un ordre de grandeur de certains paramètres et pouvoir procéder à des choix de composants lorsque les contraintes ne sont pas trop sévères, on peut utiliser des formules très simplifiées. Compte tenu des tolérances élevées sur certains composants comme les condensateurs chimiques, ces calculs sont souvent suffisants. Pour chiffrer l'ondulation on fait les hypothèses suivantes : on estime que la décharge du condensateur est linéaire et que la durée de conduction de la diode est négligeable devant sa durée de blocage. Ainsi que l'a montré l'étude théorique, ces deux hypothèses sont valables si la constante de temps RC est grande devant la période. Lorsque la charge du redresseur avec filtre est un régulateur linéaire, on obtient pratiquement parfaitement une décroissance linéaire de la tension car le courant appelé par le régulateur est constant. Dans ces conditions, on peut considérer que le condensateur se décharge à intensité constante I_o pendant une durée T. La tension à ses bornes chute alors de Δu et on a :

$$I_o = C\frac{\Delta u}{T}$$

Donc :

$$\Delta u = \frac{I_o}{fC}$$

f est la fréquence de la source d'entrée (50 Hz en général). L'ondulation est d'autant plus grande que le courant demandé à la sortie est élevé, mais elle est d'autant plus faible que la capacité de filtrage est grande. Pour limiter l'ondulation à une valeur Δu_{max} quand l'intensité débitée reste inférieure à $I_{o\,max}$, il faut choisir une capacité supérieure à :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{f\Delta u_{max}}$$

Ce condensateur doit supporter une tension supérieure à la valeur de U_o à vide :

$$V_{C\,max} = U_{ov}$$

Si le seuil de la diode est négligeable (tension de sortie d'au moins une dizaine de volts), la valeur moyenne du signal redressé est :

$$U_o = V_M - \frac{\Delta u}{2}$$

Soit :

$$U_o = V_M - \frac{I_o}{2fC}$$

V_M est l'amplitude de la tension en charge du générateur. Les

formules peuvent aussi faire intervenir la résistance de charge R à la place du courant débité I_o :

$$\Delta u = \frac{U_o}{fRC}$$

$$U_o = V_M - \frac{U_o}{2fRC}$$

Si le seuil de la diode n'est pas négligeable, on peut corriger la formule précédente :

$$U_o = V_M - V_o - \frac{U_o}{2fRC}$$

On peut ainsi chiffrer la tension nécessaire au secondaire du transformateur pour arriver à une tension moyenne donnée :

$$V_M = U_o \left(1 + \frac{1}{2fRC}\right) + V_o$$

Quand la charge est un régulateur linéaire, ce n'est pas la tension moyenne qui importe, mais le minimum qui permet un fonctionnement correct du circuit. Ainsi, pour obtenir une valeur minimale U_{min} de la tension appliquée au régulateur, il faut disposer d'une tension au secondaire du transformateur d'au moins :

$$V_{M\,min} = U_{min} + \Delta u_{max} + V_o$$

La notice du transformateur donne la tension en charge nominale. La tension à vide est en général supérieure de 10 à 30 % à la tension en charge pour les unités de faible puissance. Lorsque le modèle exact est choisi (tension et puissance apparente nominale), la tension à vide est lue dans les spécifications de l'appareil.

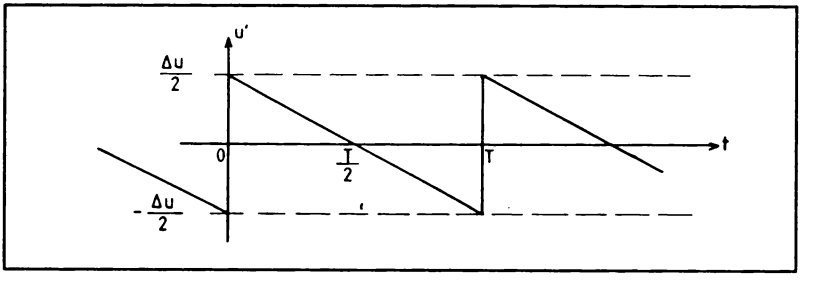


Fig. IV-17 : Approximation pour l'ondulation de la tension de sortie.

Il est possible de calculer le taux d'ondulation. Avec les hypothèses faites, l'ondulation u' de la tension de sortie a la forme indiquée à la figure IV-17. Sa valeur efficace est :

$$U' = \sqrt{\frac{2}{T}\int_o^{\frac{T}{2}} u'^2 \, dt}$$

La courbe est assimilée à un segment de droite pour l'intervalle de temps considéré. L'équation de la droite correspondante est :

$$u' = \frac{\Delta u}{2} - \frac{\Delta u}{T} t$$

Ce qui donne :

$$U' = \sqrt{\frac{2}{T}\int_o^{\frac{T}{2}} \left(\frac{\Delta u}{2} - \frac{\Delta u}{T} t\right)^2 dt}$$

$$U' = \Delta u \sqrt{\frac{2}{T}\int_o^{\frac{T}{2}} \left(\frac{1}{4} - \frac{t}{T} + \frac{t^2}{T^2}\right) dt}$$

$$U' = \Delta u \sqrt{\frac{2}{T}\left[\frac{1}{4} t - \frac{t^2}{2T} + \frac{t^3}{3T^2}\right]_o^{\frac{T}{2}}}$$

$$U' = \Delta u \sqrt{\frac{2}{T}\left(\frac{T}{8} - \frac{T}{8} + \frac{T}{24}\right)}$$

$$U' = \frac{\Delta u}{2\sqrt{3}}$$

On en déduit :

$$\beta = \frac{U'}{U_o}$$

$$\beta = \frac{U_o}{2\sqrt{3}\ fRC\ U_o}$$

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}\ fRC}$$

On peut également déterminer le pic de courant qui traverse la diode lorsqu'elle est passante. Pour faire ce calcul, on suppose que le courant est constant pendant la brève conduction du redresseur. Soit I_p cette valeur et Δt la durée correspondante. L'intensité moyenne est (figure IV-18) :

$$I_o = I_p \frac{\Delta t}{T}$$

Pour déterminer la durée Δt, on estime que le blocage de la diode se produit au sommet de la sinusoïde. On obtient alors :

$$\Delta u = E_M (1 - \cos \omega \Delta t)$$

Comme Δt est faible, on remplace le cosinus par son développement limité au deuxième ordre :

$$\Delta u \approx E_M \frac{(\omega \Delta t)^2}{2}$$

On en déduit :

$$\Delta t = \frac{T}{2\pi}\sqrt{2\frac{\Delta u}{E_M}}$$

Et donc :

$$\frac{I_p}{I_o} = \pi\sqrt{2\frac{E_M}{\Delta u}}$$

On voit bien sur cette formule que le pic de courant est d'autant plus élevé que l'ondulation est faible. De plus, ce pic augmente proportionnellement au courant débité.

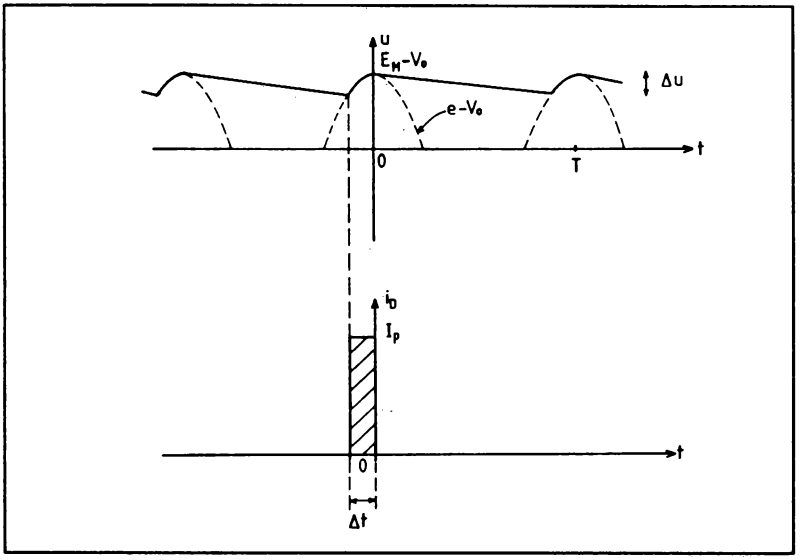


Fig. IV-18 : Approximation pour le calcul du courant de pic dans la diode.

Lorsque la diode est bloquée, elle doit supporter une tension maximale égale à $2E_M$ (cas le plus défavorable pour le montage à vide). On doit donc choisir, avec une certaine marge de sécurité :

$$V_R > 2E_M$$

CHOIX DES COMPOSANTS

Le cahier des charges d'un redresseur avec filtre comporte essentiellement la tension moyenne U_o souhaitée, l'ondulation maximale ΔU_{max} tolérée et l'intensité moyenne $I_{o\,max}$ qu'il est possible de débiter. Dans le cas fréquent où la charge est un régulateur linéaire, c'est le minimum U_{min} de tension à fournir qui est indiqué à la place de la valeur de U_o. On considère ici ce type d'application.

Suivant la sévérité des contraintes, on procède à un calcul plus ou moins précis. Les formules simplifiées du paragraphe précédent permettent de chiffrer un certain nombre de paramètres, mais ne donnent pas de critères précis de choix de tous les éléments. En particulier, le dimensionnement du transformateur est mal défini, même si certaines règles pratiques peuvent être utilisées pour les petites alimentations. Pour conduire un calcul complet du montage, il faut connaître l'angle de conduction de la diode. Pour cela, il faut d'abord choisir la tension nominale du transformateur. On a vu plus haut qu'il faut avoir au moins en charge :

$$V_{M\,min} = U_{min} + \Delta u_{max} + V_o$$

On fait alors un choix de tension parmi les valeurs disponibles. On estime ensuite la tension à vide E_M de l'appareil (de 10 à 30 % au-dessus de V_M). On ne connaît pas pour l'instant sa valeur exacte puisque la puissance apparente du transformateur n'est pas encore définie. La tension moyenne peut être calculée :

$$U_o = U_{min} + \frac{\Delta u_{max}}{2}$$

Le demi-angle de conduction est alors donné par la formule :

$$\alpha = \text{Arccos}\ \frac{U_o + V_o}{E_M}$$

On chiffre ensuite la valeur efficace du courant au secondaire du transformateur :

$$I_{D\,max} = I_{o\,max}\sqrt{\frac{\pi}{2}}\ \frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

On en déduit la puissance apparente du transformateur :

$$S = \frac{E_M}{\sqrt{2}}\ I_{D\,max}$$

On choisit alors une puissance nominale un peu supérieure. Le transformateur étant défini, on lit dans sa notice la valeur de la tension à vide. On retouche si nécessaire le calcul de α. Le condensateur peut ensuite être défini. Comme on connaît l'angle de conduction de la diode, on peut préciser la formule de l'ondulation :

$$\Delta u = \frac{I_o T}{C}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{f\Delta u_{max}}\ \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

On fait un choix dans les séries normalisées disponibles. La marge de sécurité doit être suffisante pour tenir compte des incertitudes de calcul et des tolérances des composants, mais pas excessive car une

trop forte valeur de C entraînerait des surintensités néfastes lors des phases de conduction de la diode. On tient compte également de la tension : le condensateur doit pouvoir supporter la tension de sortie à vide (légèrement inférieure à E_M). On peut ensuite choisir la diode. Cet élément doit supporter un courant direct au moins égal à $I_{o\ max}$ et une tension inverse supérieure à $2E_M$. Il y a également une condition sur le courant de surcharge. En effet, à la mise sous tension, le condensateur est déchargé et l'intensité n'est limitée que par les résistances du circuit. Le cas le plus défavorable se produit si la mise sous tension arrive à un sommet de sinusoïde. On a alors :

$$I_{max} = \frac{E_M - V_o}{R_S + r_D}$$

Il faut vérifier que ce maximum est inférieur au courant de pointe non répétitive I_{FSM} toléré par la diode. Si ce n'est pas le cas, on peut, soit choisir un autre modèle de diode, soit insérer une résistance

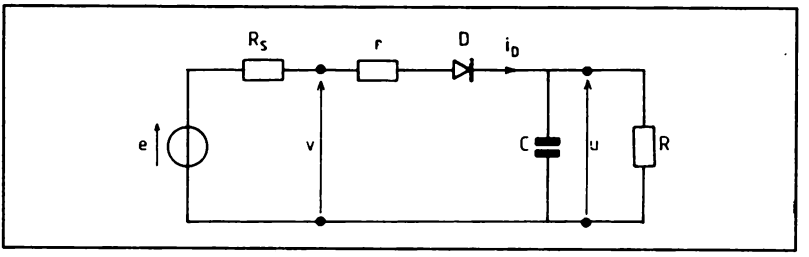


Fig. IV-19 : Résistance de limitation de la surintensité à la mise sous tension.

supplémentaire r en série avec le secondaire du transformateur (figure IV-19). Sa valeur minimale est :

$$r_{min} = \frac{E_M}{I_{FSM}} - R_S - r_D$$

Il ne faut pas surdimensionner cette résistance qui accroît la chute de tension et diminue le rendement. La puissance dissipable doit être suffisante :

$$P_{max} > r\ I^2_{D\ max}$$

Dans la plupart des petites alimentations dotées d'un transformateur, l'adjonction d'une résistance est inutile car la résistance de sortie du transformateur est assez élevée. Par contre, elle devient nécessaire pour des alimentations de forte puissance ou pour des redresseurs branchés directement sur le secteur.
On calcule également l'intensité maximale qui traverse la diode à chaque période :

$$I_M = \frac{E_M}{\varrho}(1 - \cos \alpha)$$

ϱ étant la résistance totale du circuit ($R_s + r_D + r$). Cette valeur doit rester en dessous du courant direct de crête répétitif de la diode :

$$I_{FRM} > I_M$$

Remarque

La résistance R_s vue du secondaire n'est en général pas donnée directement dans la notice du transformateur. On peut la calculer à partir de la tension nominale au secondaire U_{2n}, de la tension à vide U_{2v} et de l'intensité nominale I_{2n} :

$$R_S = \frac{U_{2v} - U_{2n}}{I_{2n}}$$

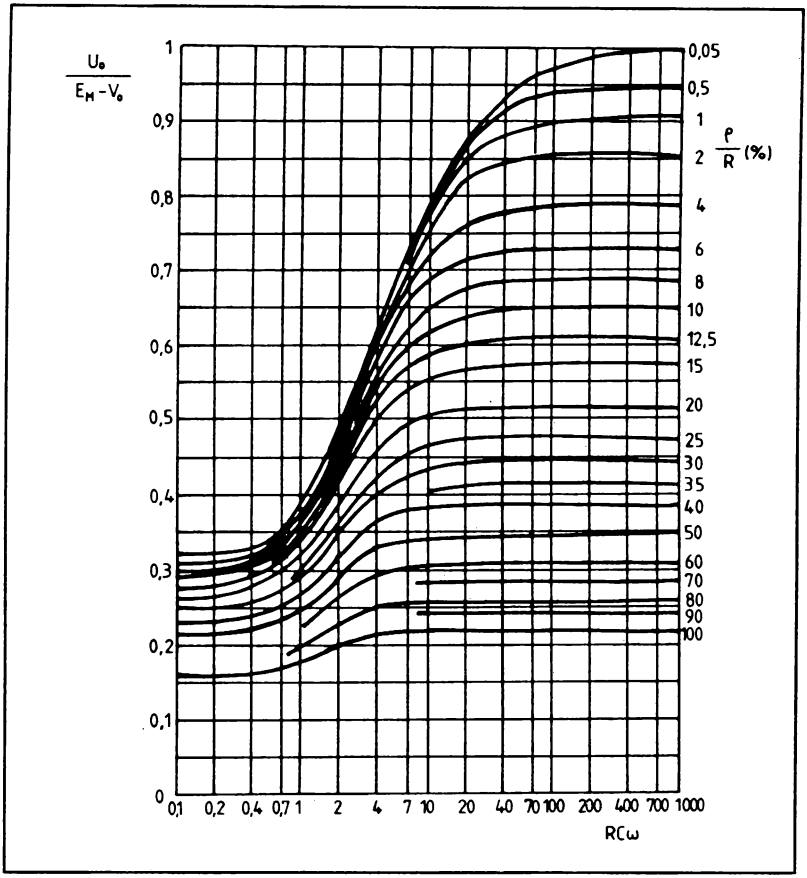


Fig. IV-20 : Rapport de la tension moyenne à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée diminuée du seuil de la diode, en fonction de $RC\omega$, avec $\frac{\varrho}{R}$ en paramètre, pour un redresseur monophasé.

Si les résistances r_1 et r_2 des enroulements sont données, on peut aussi calculer R_S, connaissant le rapport de transformation k par :

$$R_S = r_2 + k^2 r_1$$

Il existe des méthodes plus élaborées qui permettent de préciser les valeurs des angles limites θ_0 et θ_1 alors que la démarche précédente évalue globalement l'angle de conduction 2α de la diode en supposant que le courant est une calotte de sinusoïde. Toutefois, les résultats obtenus par les deux méthodes ne diffèrent que très peu.

COURBES DE SCHADE

Plutôt que de mener les calculs assez longs qui viennent d'être exposés, on peut s'aider d'abaques tracés par Schade. Une première courbe (figure IV-20) donne le rapport de la valeur moyenne U_0 de la tension de sortie à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée, E_M diminuée du seuil de diode V_0 en fonction du produit $RC\omega$. Il s'agit en fait d'un réseau de courbes paramétré par le rapport de la résistance série totale ϱ à la résistance de charge R. Pour avoir une tension assez élevée et stable, on a intérêt à travailler sur le plat des

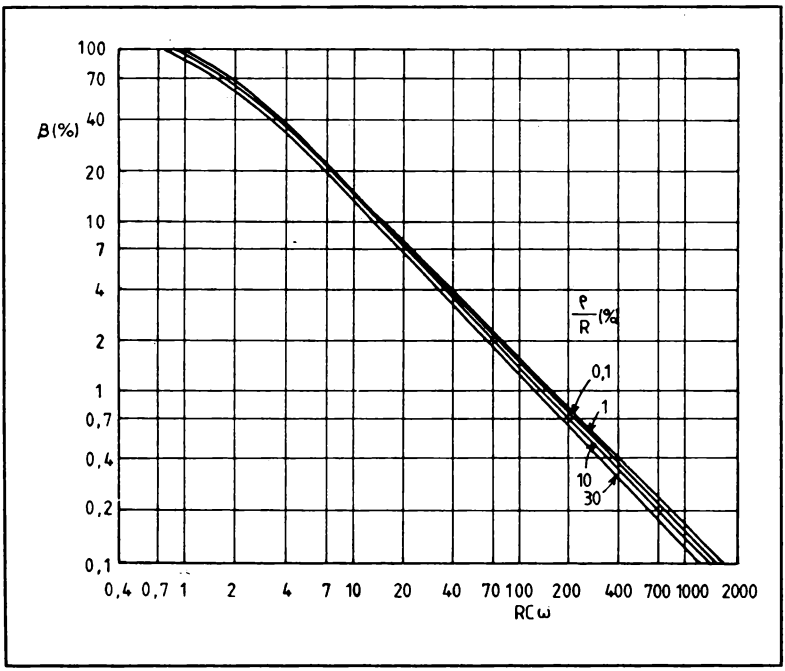


Fig. IV-21 : Taux d'ondulation en fonction de $RC\omega$ avec $\frac{\varrho}{R}$ en paramètre, pour un redresseur monophasé.

courbes ($RC\omega$ au moins égal à quelques dizaines) et avec de faibles rapports $\frac{\varrho}{R}$ (souvent moins de 10 %). Un deuxième réseau de courbes donne le taux d'ondulation β en fonction de $RC\omega$, avec le même paramétrage (figure IV-21). Deux autres réseaux indiquent le rapport de l'intensité efficace I et de l'intensité de crête répétitive I_M au courant moyen I_o, toujours en fonction de $RC\omega$ et avec comme paramètre $\frac{\varrho}{R}$ (figures IV-22 et IV-23).

Pour concevoir un redresseur avec filtre capacitif, on commence par calculer la résistance équivalente à la charge :

$$R = \frac{U_o}{I_o}$$

Compte tenu des ordres de grandeur habituels, on estime la résistance série ϱ. On détermine ensuite la valeur minimale à donner au produit $RC\omega$ pour avoir un taux d'ondulation donné β sur les courbes de la figure IV-21. On en déduit la valeur minimale de C et on choisit un condensateur dans les séries normalisées avec une marge de sécurité suffisante. Après avoir recalculé le produit $RC\omega$, on peut lire le rapport $\frac{U_o}{E_M - V_o}$ sur la figure IV-20. On en déduit la valeur à donner à la tension à vide E_M du transformateur. On note ensuite sur la figure IV-22 l'intensité efficace qui traverse le

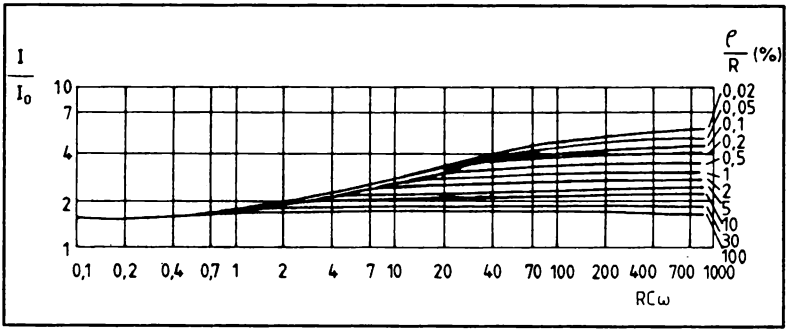


Fig. IV-22 : Rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne dans la diode d'un redresseur monophasé, en fonction de $RC\omega$ avec $\frac{\varrho}{R}$ en paramètre.

secondaire et on en déduit la puissance apparente du transformateur. Le courant moyen, la tension inverse permettent de faire un premier choix de diode. Le calcul de l'intensité de surcharge initiale et la lecture du courant de crête répétitive précisent ce choix. On peut alors calculer plus précisément la résistance totale ϱ. Si la valeur trouvée est éloignée de l'estimation de départ, on reprend la même

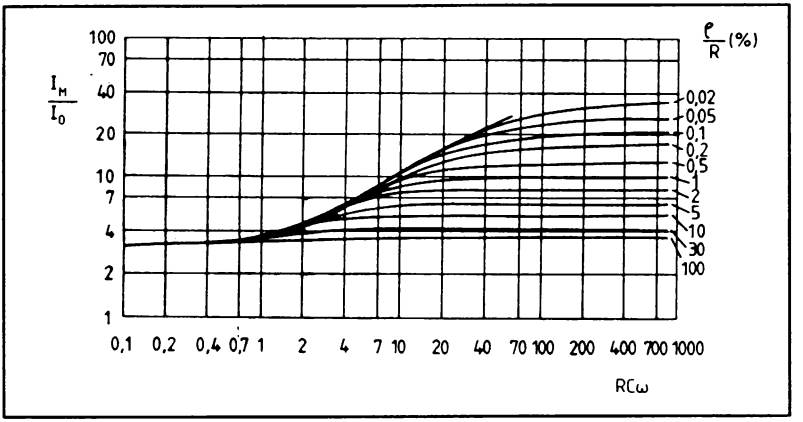


Fig. IV-23 : Rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne dans la diode d'un redresseur monophasé, en fonction de RCω avec $\frac{\rho}{R}$ en paramètre.

démarche avec ce résultat et on retouche éventuellement les choix effectués.

OBTENTION D'UNE TENSION NEGATIVE

On peut éventuellement ajouter un condensateur de filtrage au redresseur délivrant une tension négative (figure IV-24). Il est alors possible de fournir des tensions symétriques avec un montage tel que celui de la figure IV-25.

On n'utilise que très peu le redresseur monophasé puisqu'on lui préfère presque toujours le redresseur biphasé branché sur le secteur monophasé. Toutefois, les résultats obtenus précédemment se généralisent facilement aux montages biphasés.

FILTRE D'UN REDRESSEUR BIPHASE

PRINCIPE

Lorsque les diodes et le transformateur sont idéalisés, il n'y a guère de différences entre les redresseurs biphasés à simple ou à double

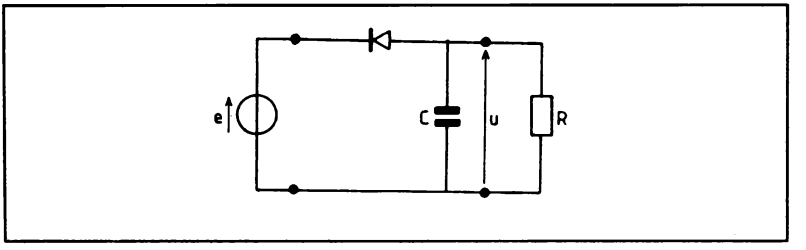


Fig. IV-24 : Redresseur avec filtre délivrant une tension négative.

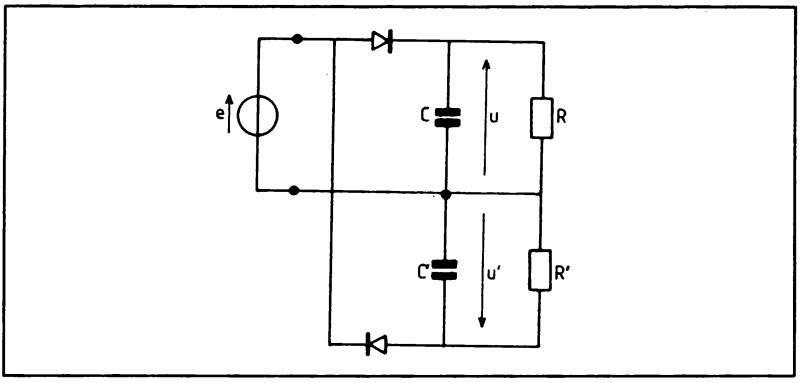


Fig. IV-25 : Redresseur avec filtre délivrant des tensions symétriques.

voie. Seules les contraintes sur les diodes et le transformateur sont à étudier séparément. Les deux circuits sont représentés aux figures IV-26 et IV-27. Les courbes de la tension de sortie et des différents

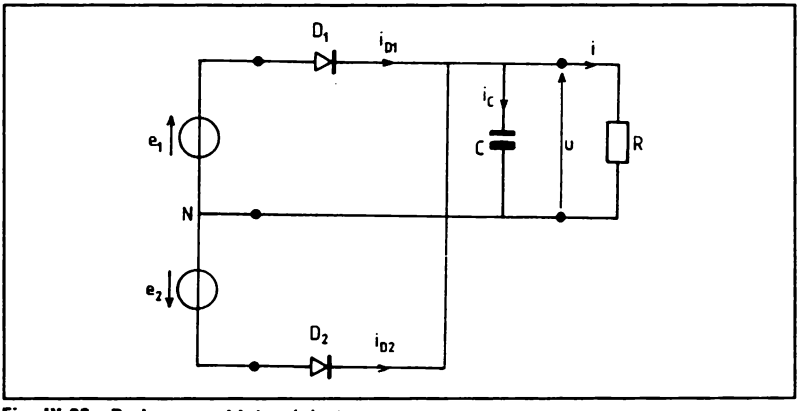


Fig. IV-26 : Redresseur biphasé à simple voie avec filtre.

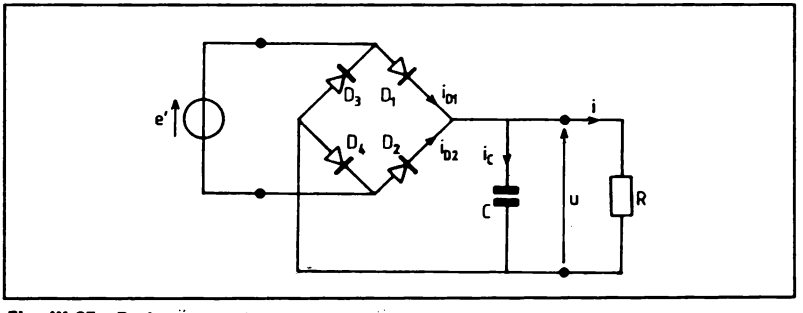


Fig. IV-27 : Redresseur biphasé à double voie avec filtre.

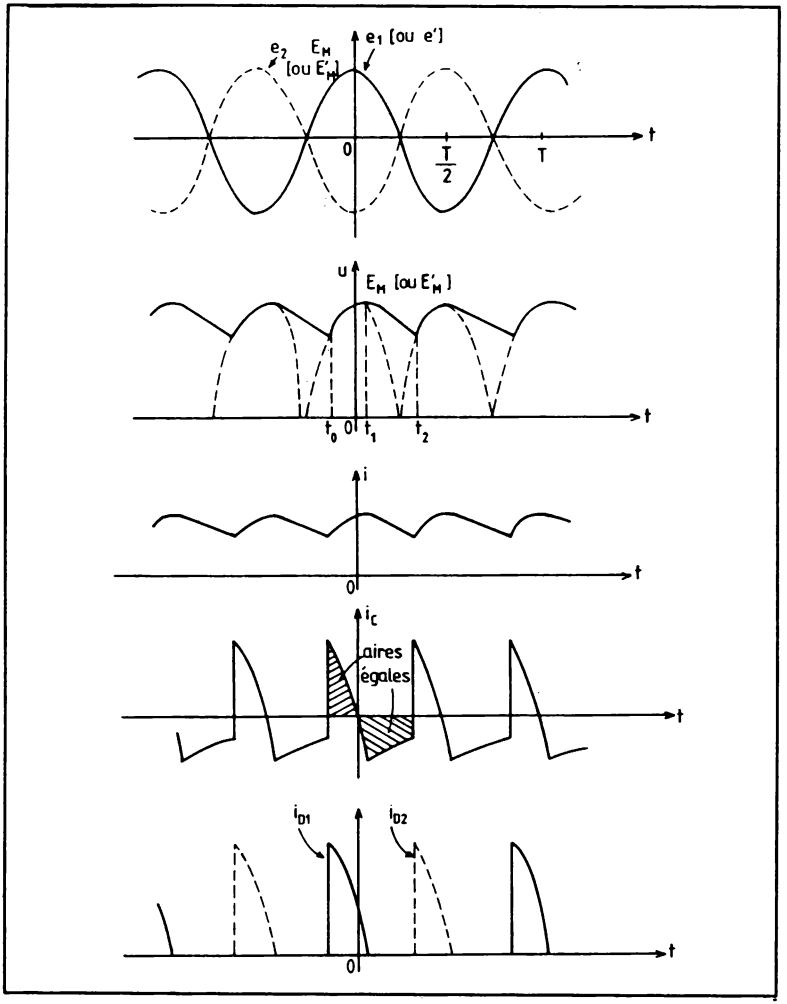


Fig. IV-28 : Courbes des signaux dans un redresseur biphasé avec filtre.

courants sont tracées à la figure IV-28. L'ondulation de la tension redressée et filtrée a une fréquence double de celle du générateur et son amplitude est inférieure à celle qu'on obtient avec le montage monophasé pour une même valeur de la constante de temps RC. La tension maximale supportée par les diodes est $2E_M$ pour le redresseur à simple voie et E'_M pour le montage à double voie. Les courants qui parcourent les deux demi-secondaires du transformateur à point milieu du redresseur à simple voie sont directement i_{D1} et i_{D2}. Par contre, dans le montage à double voie, le courant au secondaire du

transformateur (ou le courant appelé au secteur en l'absence d'isolement) est :

$$i_2 = i_{D1} - i_{D2}$$

La courbe correspondante est tracée à la figure IV-29.
Le calcul des angles limites de conduction de la diode est similaire à

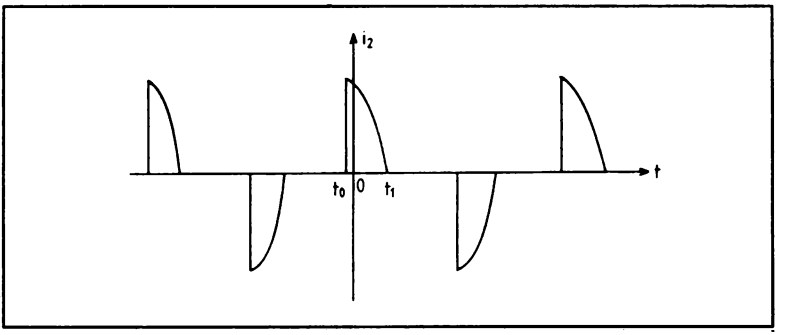


Fig. IV-29 : Courant dans le secondaire du transformateur d'un pont de Graetz.

celui qui a été fait en monophasé. Le blocage des diodes se produit toujours lorsque le courant s'annule, ce qui donne encore :

$$\theta_1 = \text{Arctan}\,\frac{1}{RC\omega}$$

Par contre, la conduction suivante est le fait de l'autre diode (ou des autres diodes). La valeur de θ_2 est donc différente. Elle est solution de l'équation :

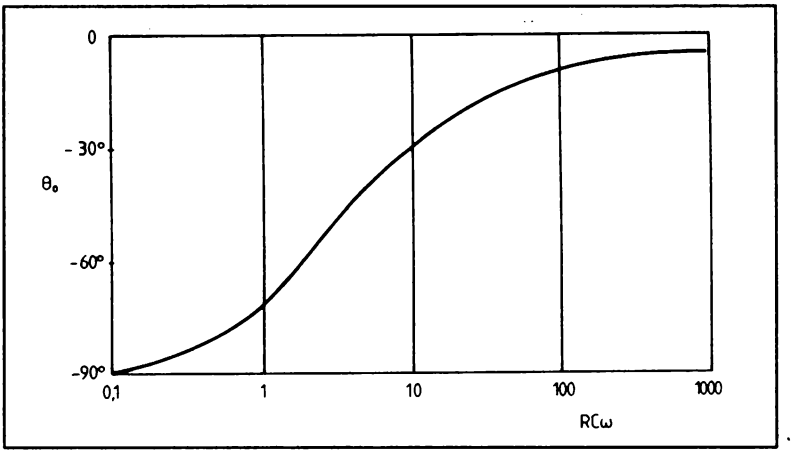


Fig. IV-30 : Courbe donnant l'angle limite de conduction de la diode (déblocage).

$$E_M \cos\theta_1 \, e^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} = -E_M \cos\theta_2$$

On peut obtenir θ_2 par résolution graphique ou numérique et en déduire $\theta_o = \theta_2 - \pi$. On a tracé à la figure IV-30 θ_o en fonction de $RC\omega$. La tension moyenne s'exprime par :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_o}^{\theta_2} u \, d\theta$$

Après calcul, on peut tracer la courbe du rapport de U_o à E_M en fonction de $RC\omega$. Le résultat est donné à la figure IV-31. Dans des conditions identiques, la tension obtenue dans le montage biphasé est toujours supérieure à celle du redresseur monophasé.

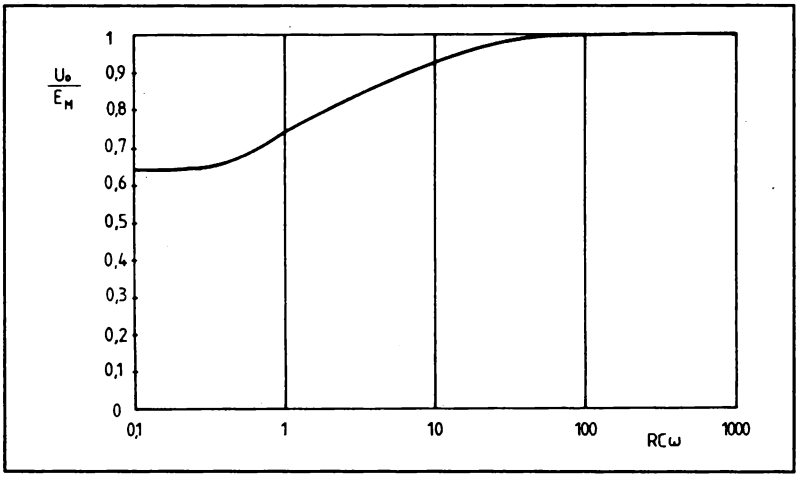


Fig. IV-31 : Variation de la tension moyenne en fonction de $RC\omega$

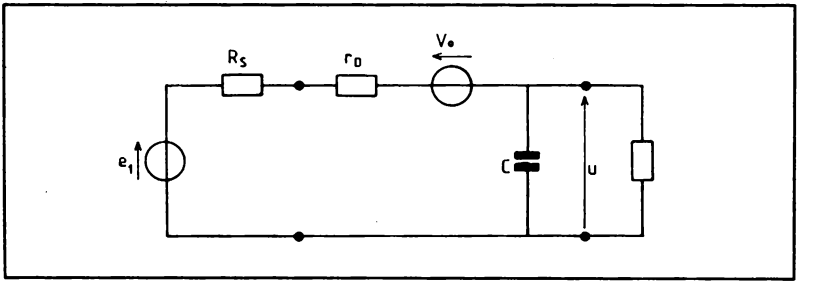


Fig. IV-32 : Schéma équivalent au redresseur biphasé à simple voie lorsque D_1 est passante.

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DES DIODES ET DU TRANSFORMATEUR

On peut mener une étude similaire à celle qui a été faite en monophasé. Il suffit simplement de modifier le schéma équivalent en fonction du type de redresseur utilisé. Pour le montage à simple voie, on a un demi-secondaire (résistance R_s) et une diode (seuil V_o et résistance r_D) : cela conduit au schéma de la figure IV-32. Pour le pont, on a le secondaire (résistance R'_s) et deux diodes passantes en série : cela donne le schéma de la figure IV-33.

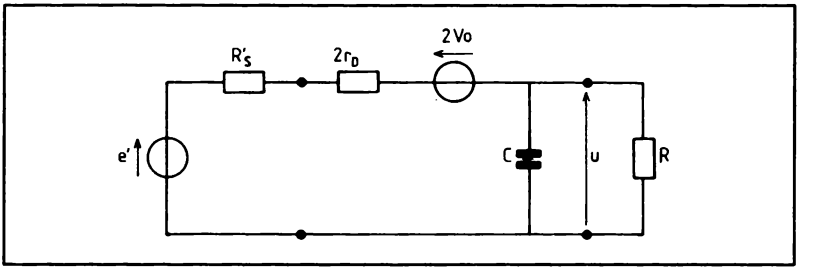


Fig. IV-33 : Schéma équivalent au redresseur biphasé à double voie lorsque D_1 et D_4 sont passantes.

CAS PARTICULIER D'UNE FAIBLE ONDULATION

Pour le redresseur biphasé à simple voie, on obtient les courbes de la figure IV-34. Le demi-angle de conduction est toujours :

$$\alpha = \text{Arc cos}\,\frac{U_o - V_o}{E_M}$$

L'intensité moyenne dans une diode est :

$$I_{Do} = \frac{E_M}{\pi \varrho}\,(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

Le courant dans la charge est double :

$$I_o = \frac{2E_M}{\pi \varrho}\,(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

La valeur efficace du courant dans une diode est encore :

$$\frac{I_D}{I_{Do}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\;\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

C'est aussi l'intensité efficace dans un demi-secondaire.
Dans le cas du redresseur en pont, on a :

$$\alpha = \text{Arccos}\frac{U_o - 2V_o}{E'_M}$$

Les expressions des intensités moyennes et efficaces dans les diodes

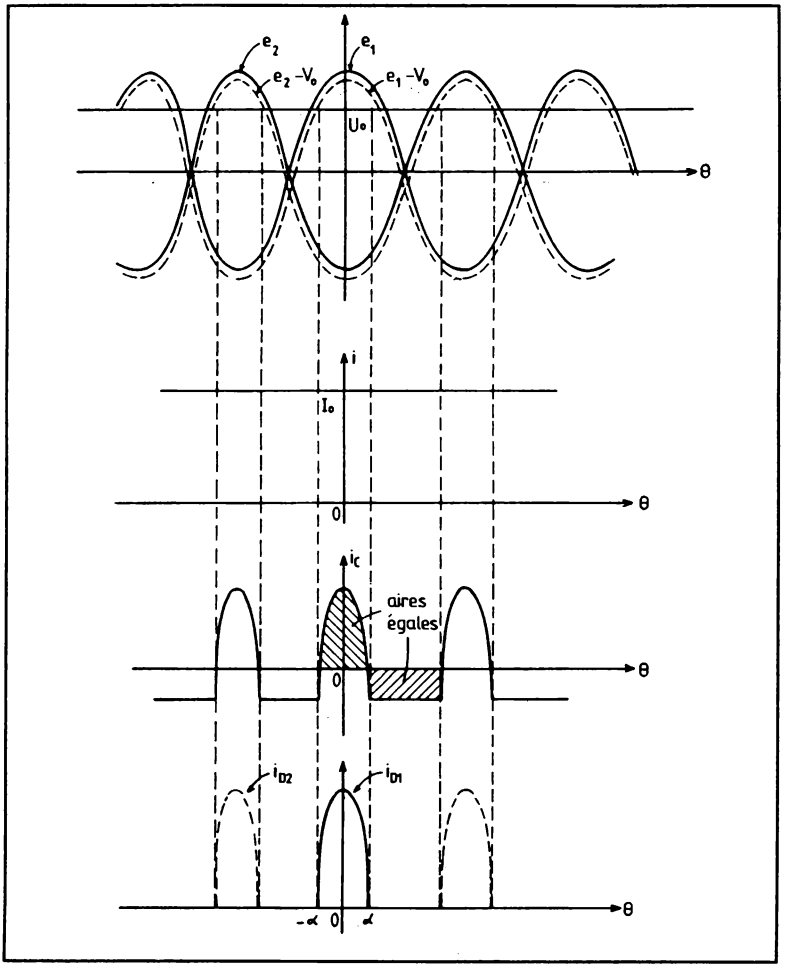


Fig. IV-34 : Courbes du redresseur biphasé à simple voie avec filtre lorsque l'ondulation est faible.

sont identiques à celles qui viennent d'être données. Par contre, le courant dans le secondaire du transformateur a l'allure indiquée à la figure IV-35 et sa valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus grande que celle du courant dans une diode. Comme l'intensité dans la résistance de charge est doublée par rapport au cas du monophasé, on obtient :

$$\frac{I_2}{I_o} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

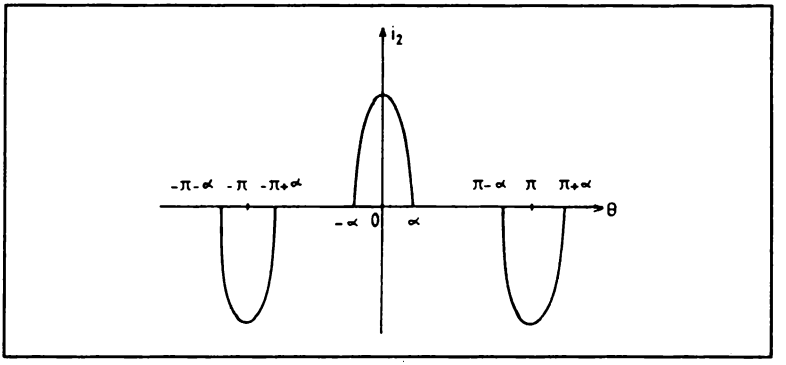


Fig. IV-35 : Courant dans le secondaire du transformateur d'un pont de Graetz lorsque l'ondulation est faible.

CALCULS APPROCHES

On considère que la décharge du condensateur est linéaire et que sa durée est égale à la période de la tension redressée, donc à la demi-période du générateur d'entrée :

$$I_o = C\frac{2\Delta u}{T}$$

Donc :

$$\Delta u = \frac{I_o}{2fC}$$

Pour avoir une même ondulation maximale, un redresseur biphasé n'exige qu'une capacité deux fois plus faible qu'un redreseur monophasé :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{2f\,\Delta u_{max}}$$

Le condensateur doit toujours supporter la tension de sortie à vide :

$$V_{C\,max} = U_{ov}$$

Si le seuil de diode est négligeable, la tension moyenne est :

$$U_o = V_M - \frac{I_o}{4fC}$$

Si le seuil n'est pas négligeable, on a respectivement pour les montages à simple et double voie :

$$U_o = V_M - V_o - \frac{I_o}{4fC}$$

$$U_o = V'_M - 2V_o - \frac{I_o}{4fC}$$

Le taux d'ondulation est la moitié de celui qu'on a obtenu en monophasé :

$$\beta = \frac{1}{4\sqrt{3}\,RCf}$$

CHOIX DES COMPOSANTS

On procède comme en monophasé : choix de la tension au secondaire du transformateur puis calcul du demi-angle de conduction. On peut ensuite utiliser les formules établies plus haut. La capacité peut être précisée :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{f\,\Delta u_{max}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

De la même façon que précédemment, il faut voir si une résistance de limitation de la surintensité initiale est nécessaire.
Une remarque concerne la manière de préciser l'ondulation souhaitée dans le cahier des charges. On peut donner sa valeur crête à crête Δu ou son amplitude $\frac{\Delta u}{2}$, mais on préfère souvent parler en pourcentage.

Il peut s'agir du rapport $\frac{\Delta u}{U_o}$ ou du taux d'ondulation β qui a été défini plus haut avec la valeur efficace de l'ondulation :

$$\beta = \frac{U'}{U_o}$$

Ces deux grandeurs sont liées par la relation approchée :

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{\Delta u}{U_o}$$

Il faut bien faire attention à la grandeur dont on parle : une ondulation relative $\frac{\Delta u}{U_o}$ de 10 % correspond à un taux d'ondulation de 2,89 %.

Exemple

On se propose de concevoir une alimentation délivrant une tension de valeur moyenne 18 V avec une ondulation relative $\frac{\Delta u}{U_o}$ de moins de 10 %. Le courant débité maximal est de 0,5 A.
On choisit la solution la plus classique : le pont de Graetz. On calcule tout d'abord la tension nécessaire au secondaire du transformateur. Son amplitude est :

$$V'_M = U_o + 2V_o + \frac{\Delta u}{2}$$

Soit :

$$V'_M = 18 + 2 \times 0{,}6 + \frac{1{,}8}{2} = 20{,}1 \text{ V}$$

La valeur efficace correspondante est :

$$V' = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{20,1}{\sqrt{2}} = 14,2 \text{ V}$$

On prend la valeur la plus proche disponible dans les séries courantes, 15 V. Compte tenu de la puissance de l'alimentation, on peut estimer que la tension à vide du transformateur est supérieure d'environ 20 % à sa tension nominale. Cela donne :

$$E' = 1,2\ V' = 1,2 \times 15 = 18 \text{ V}$$

On peut alors chiffrer l'angle de conduction de la diode :

$$\alpha = \text{Arccos}\frac{U_o - 2V_o}{E'_M}$$

Ce qui donne :

$$\alpha = \text{Arccos}\frac{18 - 2 \times 0,6}{18\sqrt{2}} = 48,7° \qquad \text{(ou 0,85 rad)}$$

La valeur efficace du courant au secondaire du transformateur est donnée par la formule :

$$I_2 = I_o\sqrt{\frac{\pi}{4}}\ \frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

On obtient :

$$I_{2\,max} = 0,5\sqrt{\frac{\pi}{4}}\ \frac{\sqrt{0,85 - 3\cos 0,85\sin 0,85 + 2 \times 0,85\cos^2 0,85}}{\sin 0,85 - 0,85\cos 0,85}$$
$$= 0,76 \text{ A}$$

On calcule ensuite la puissance apparente minimale du transformateur :

$$S = E'I_{2\,max}$$

Soit :

$$S = 18 \times 0,76 = 13,7 \text{ VA}$$

On choisit alors parmi les modèles disponibles un transformateur 15 V, 16 VA. Dans sa notice, on lit sa tension à vide 17,5 V. On peut reprendre plus précisément le calcul de α :

$$\alpha = \text{Arccos}\frac{18 - 2 \times 0,6}{17,5\sqrt{2}} = 47,2° \qquad \text{(ou 0,82 rad)}$$

Cette valeur est peu différente de l'estimation de départ et le choix effectué n'est pas remis en cause.
On calcule la capacité minimale nécessaire :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{f\,\Delta_{U\,max}}\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

Soit :

$$C_{min} = \frac{0,5}{50 \times 1,8} \left(\frac{1}{2} - \frac{0,82}{\pi}\right) = 1,33.10^{-3} \text{ F}$$

On choisit la valeur normalisée 2 200 μF. Les larges tolérances des condensateurs chimiques (souvent 20 %) interdisent d'employer une valeur inférieure. On aurait pu également utiliser la formule simplifiée :

$$C_{min} = \frac{I_{o\,max}}{2f\,\Delta u_{max}}$$

Ce qui donne :

$$C_{min} = \frac{0,5}{2 \times 50 \times 1,8} = 2,78.10^{-3} \text{ F}$$

Le résultat est assez différent du précédent car l'angle de conduction n'est pas négligeable devant la période. On aurait alors été amené à choisir la valeur normalisée 4 700 μF. Cela conduit à un surdimensionnement du condensateur. Le taux d'ondulation est meilleur que prévu, mais le condensateur est plus encombrant et plus cher et le courant de crête dans les diodes est plus élevé. Ces inconvénients sont parfois mineurs dans les petites alimentations, mais il est cependant préférable de chiffrer la capacité au plus juste afin d'optimiser les performances du montage.
Le condensateur de filtrage doit supporter la tension de sortie à vide qui atteint la valeur :

$$U_{ov} = E'_M - 2V_o$$

Soit :

$$U_{ov} = 17,5\sqrt{2} - 2 \times 0,6 = 23,5 \text{ V}$$

Une tension nominale de 40 V convient.
On peut ensuite choisir les diodes. Elles doivent avoir un courant direct moyen supérieur à 0,25 A et une tension inverse de crête d'au moins $17,5\sqrt{2} = 24,7$ V. Des diodes ordinaires du type 1N4004 conviennent avec une marge de sécurité importante. Le pic de courant à la mise sous tension est, dans le cas le plus défavorable :

$$I_{max} = \frac{E'_M - 2V_o}{R_S + 2r_D}$$

Ce qui donne :

$$I_{max} = \frac{17,5\sqrt{2} - 2 \times 0,6}{2,73 + 2 \times 0,5} = 6,31 \text{ A}$$

La résistance de la diode a été chiffrée comme au chapitre précédent, en prenant dans la notice la valeur de la chute de tension (1,1 V) correspondant à un courant donné (1 A) :

$$r_D = \frac{1,1 - 0,6}{1} = 0,5\ \Omega$$

Pour le transformateur, on a calculé l'intensité nominale :

$$I_{2n} = \frac{S_n}{U_{2v}}$$

Soit :

$$I_{2n} = \frac{16}{17,5} = 0,914 \text{ A}$$

On en déduit la résistance vue du secondaire :

$$R_S = \frac{U_{2v} - U_{2n}}{I_{2n}}$$

Soit :

$$R_S = \frac{17,5 - 15}{0,914} = 2,73 \ \Omega$$

La pointe de courant pouvant se produire à la mise sous tension est tout à fait acceptable : la diode 1N4004 a un courant de surcharge I_{FSM} de 30 A. Il est donc inutile d'ajouter une résistance de limitation de la surintensité.
On calcule aussi l'intensité maximale qui traverse les diodes à chaque période :

$$I_{DM} = \frac{E'_M}{R_S + 2r_D} (1 - \cos \alpha)$$

Soit :

$$I_{DM} = \frac{1,75\sqrt{2}}{2,73 + 2 \times 0,5} (1 - \cos 0,82) = 2,1 \text{ A}$$

Aucun problème pour la diode 1N4004 qui a une intensité de crête répétitive I_{FRM} de 10 A.
Tous les éléments de l'alimentation sont ainsi déterminés. Il faut remarquer que la tension obtenue sera un peu différente de celle qui était souhaitée. Le choix de valeurs normalisées pour la tension au secondaire du transformateur et la capacité de filtrage limite la marge de manœuvre. Comme il n'y a pas d'ajustage possible, la valeur de la tension de sortie est obligatoirement approximative. Pour obtenir un niveau bien déterminé, la seule solution est de faire appel à une stabilisation ou une régulation (voir chapitres suivants). Compte tenu des valeurs choisies, on peut s'attendre à une tension moyenne d'environ :

$$U_o = 15\sqrt{2} - 2 \times 0,6 - \frac{0,5}{4 \times 50 \times 2,2.10^{-3}} = 18,9 \text{ V}$$

Cette valeur est approchée car la tension en charge du transformateur dépend du courant débité (on a pris ici la valeur nominale), l'ondulation est proportionnelle à ce courant et la capacité est soumise à une large tolérance. La valeur calculée est donc un

minimum puisqu'elle est chiffrée à pleine charge et en surestimant les chutes de tension dans le transformateur et par ondulation. Tous les raisonnements effectués sont d'ailleurs approchés car on a obtenu l'angle de conduction de la diode en supposant la tension de sortie rigoureusement constante, ce qui n'est pas tout à fait le cas. Malgré toutes ces réserves, la méthode est parfaitement valable pour la détermination des composants, les erreurs dues aux calculs restant toujours négligeables devant les tolérances sur les données.

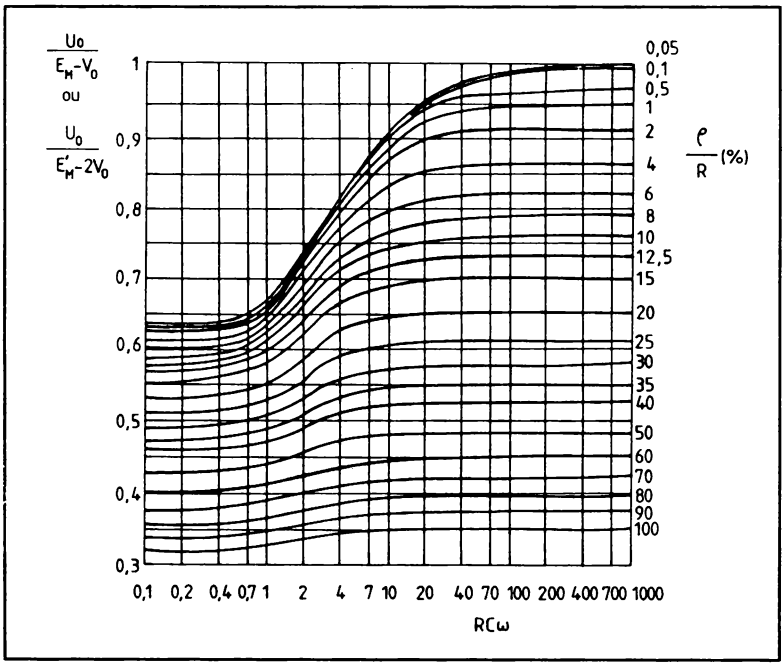


Fig. IV-36 : Rapport de la tension moyenne à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée diminuée d'un seuil de diode (montage à simple voie) ou de deux seuils (montage à double voie), en fonction de RCω avec $\frac{\rho}{R}$ en paramètre, pour un redresseur biphasé.

COURBES DE SCHADE

On dispose également d'abaques pour concevoir les redresseurs biphasés avec filtre capacitif. Un premier réseau (figure IV-36) donne le rapport de la tension moyenne U_o à l'amplitude E_M de la force électromotrice d'entrée, diminuée d'un seuil de diode pour le redresseur à simple voie et de deux seuils pour le montage en pont, en fonction du produit RCω (ω est la pulsation du signal d'entrée), avec

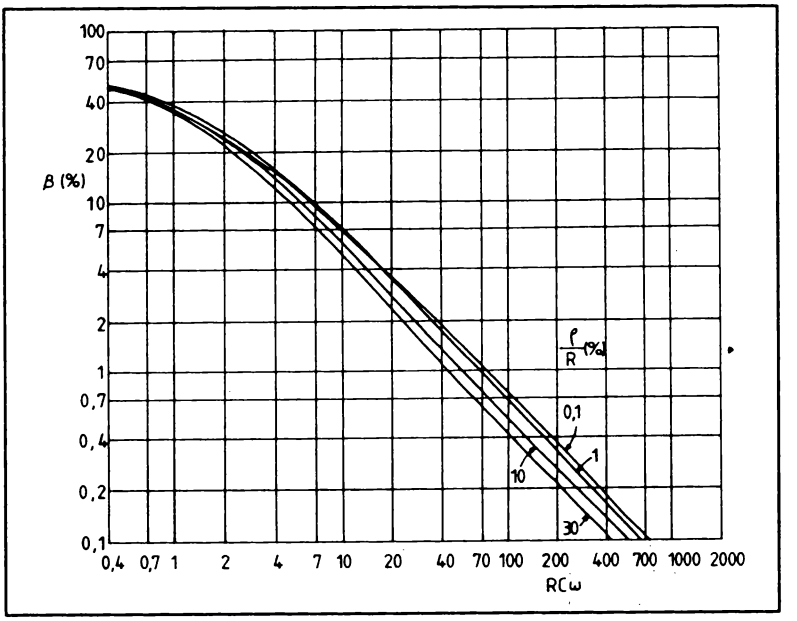


Fig. IV-37 : Taux d'ondulation en fonction de RCω, avec $\frac{\rho}{R}$ en paramètre, pour un redresseur biphasé.

le rapport de la résistance série ρ à la résistance de charge R en paramètre. La seconde courbe donne le taux d'ondulation β, toujours en fonction de RCω, pour quelques valeurs de $\frac{\rho}{R}$ (figure

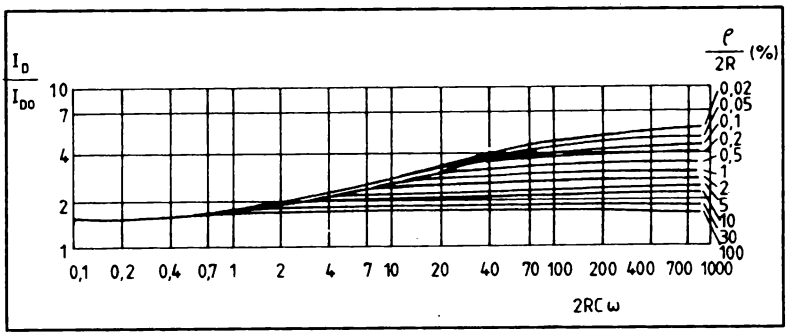


Fig. IV-38 : Rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne dans une diode d'un redresseur biphasé, en fonction de 2RCω avec $\frac{\rho}{2R}$ en paramètre.

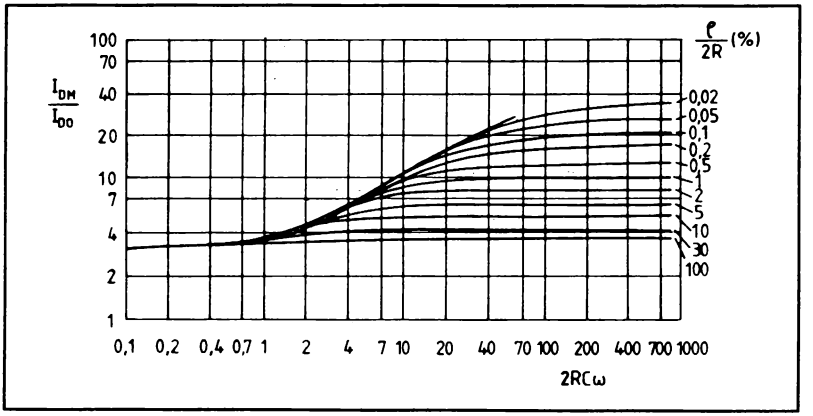


Fig. IV-39 : Rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne dans une diode d'un redresseur biphasé, en fonction de $2RC\omega$ avec $\frac{\varrho}{2R}$ en paramètre.

IV-37). Enfin, deux autres réseaux (figures IV-38 et IV-39) précisent le rapport de l'intensité efficace et de l'intensité de crête répétitive au courant moyen pour chaque diode. L'abscisse est cette fois $2RC\omega$ et le paramètre $\frac{\varrho}{2R}$.

Exemple

On reprend le même cahier des charges que dans le paragraphe précédent :

$$U_o = 18\ V \qquad \frac{\Delta u_{max}}{U_o} = 10\ \% \qquad I_{o\,max} = 0{,}5\ A$$

On calcule la résistance équivalente à la charge pour le débit maximal :

$$R = \frac{18}{0{,}5} = 36\ \Omega$$

On estime la résistance série totale à quelques ohms. Prenons par exemple :

$$\frac{\varrho}{R} = 10\ \%$$

On calcule ensuite le taux d'ondulation par la formule approchée

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{\Delta u}{U_o}$$

Cela donne :

$$\beta_{max} = \frac{1}{2\sqrt{3}}\ 10\ \% = 2{,}89\ \%$$

On peut ainsi lire la valeur minimale à donner au produit RCω sur la figure IV-37. On obtient environ 18. On en déduit le minimum de capacité de filtrage :

$$C_{min} = \frac{18}{36 \times 2\pi \times 50} = 1{,}59.10^{-3} \text{ F}$$

On choisit donc la valeur normalisée de 2 200 μF et on recalcule le produit RCω :

$$RC\omega = 36 \times 2{,}2.10^{-3} \times 2\pi \times 50 = 25$$

Ensuite, on relève sur la figure IV-36 la valeur du rapport $\frac{U_o}{E'_M - 2V_o}$:

$$\frac{U_o}{E'_M - 2V_o} = 0{,}75$$

On en déduit :

$$E'_M = \frac{18}{0{,}75} + 2 \times 0{,}6 = 25{,}2 \text{ V}$$

Et donc :

$$E' = 17{,}8 \text{ V}$$

Un transformateur 220 V/15 V convient. L'intensité efficace dans une diode est lue sur la figure IV-22 :

$$I_D = 2{,}2 \times 0{,}25 = 0{,}55 \text{ A}$$

L'intensité appelée au secondaire du transformateur est $\sqrt{2}$ fois plus élevée :

$$I_2 = 0{,}55\sqrt{2} = 0{,}78 \text{ A}$$

La tension à vide du transformateur est estimée à 18 V (20 % au-dessus de 15 V). On en déduit la puissance apparente minimale :

$$S = 18 \times 0{,}78 = 14 \text{ VA}$$

Une puissance nominale de 16 VA peut convenir. Dans la notice, on vérifie la valeur de la tension à vide : 17,5 V n'est pas trop éloigné de l'estimation de départ. On recalcule ensuite la résistance totale ρ. Les résistances des diodes et du transformateur sont chiffrées comme au paragraphe précédent et on obtient :

$$\rho = 2{,}73 + 2 \times 0{,}5 = 3{,}73 \ \Omega$$

Soit :

$$\frac{\rho}{R} = \frac{3{,}73}{36} = 10{,}4 \ \%$$

L'estimation de départ (10 %) était tout à fait correcte. Si ce n'était pas le cas, il faudrait reprendre la démarche avec une nouvelle valeur du rapport des résistances. Les diodes doivent supporter un courant moyen de 0,25 A (la moitié de l'intensité de sortie) et une tension

inverse de crête de $17{,}5\sqrt{2} = 24{,}7$ V. On choisit donc le modèle 1N4004. On lit le courant de crête sur la figure IV-39 :

$$I_{DM} = 6{,}5 \times 0{,}25 = 1{,}6 \text{ A}$$

On ne dépasse pas le maximum autorisé. Le courant initial de surcharge se chiffre comme au paragraphe précédent.
En conclusion, on constate que les deux méthodes conduisent au même choix dans la conception. Toutefois, quelques divergences apparaissent sur certaines valeurs numériques au cours du calcul. C'est normal car les deux solutions comportent des imperfections : le calcul ne prend pas en compte la valeur exacte de l'angle de conduction et la méthode graphique fait appel à des interpolations parfois peu précises. Le résultat de la conception correspond au schéma de la figure IV-40.

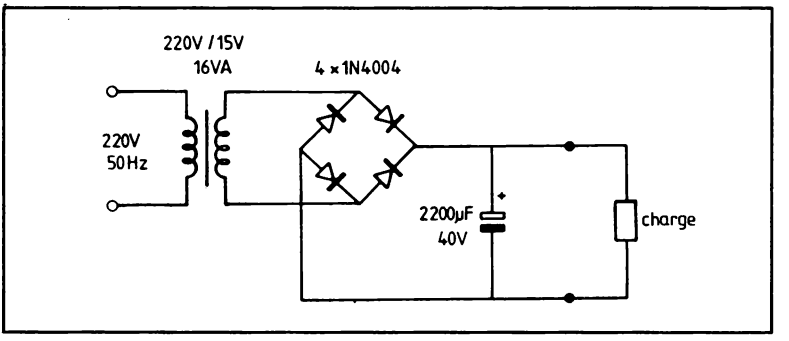


Fig. IV-40 : Exemple de redresseur avec filtre capacitif.

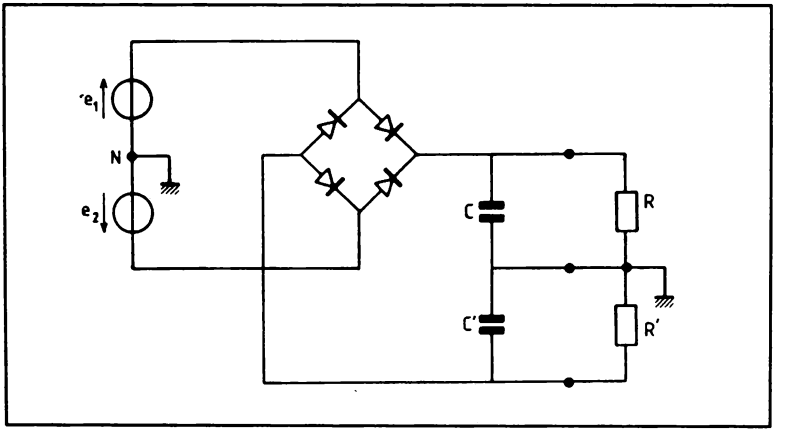


Fig. IV-41 : Redresseur avec filtre délivrant des tensions symétriques.

OBTENTION D'UNE TENSION NEGATIVE

Aucun problème avec le pont de Graetz : en l'absence de point commun entre le générateur et la charge, on fixe la référence où l'on veut. Pour le montage à simple voie, il suffit d'inverser le sens des diodes. Pour disposer de tensions symétriques, le pont de Graetz exige deux secondaires distincts pour le transformateur tandis que le redresseur à simple voie se contente de son transformateur à point milieu. Ce dernier est mieux utilisé que dans le montage de base puisque les deux demi-secondaires entrent en service à tour de rôle pour chaque diode. Cette solution, représentée à la figure IV-41 est la plus employée.

STABILISATEURS ET REGULATEURS GENERALITES

5

On peut réaliser une alimentation continue avec les éléments étudiés jusqu'à présent : transformateur, redresseur et filtre. Toutefois, les performances obtenues sont médiocres car la tension continue n'est pas bien constante. En particulier, quand la charge appelle un courant croissant, on constate que la valeur moyenne de la tension redressée et filtrée diminue et que son ondulation augmente. Pour améliorer les choses, on ajoute en général un stabilisateur ou un régulateur.

CLASSIFICATION

STABILISATEUR ET REGULATEUR

Dans les deux cas, la fonction réalisée est la même. Le but est de maintenir constante la tension aux bornes d'une charge. La façon d'y parvenir est par contre différente. Dans un stabilisateur, on utilise simplement les propriétés non linéaires de certains composants comme la diode Zener pour minimiser les variations de tension. C'est la méthode la plus élémentaire, mais elle n'est utilisable qu'avec des courants assez faibles. Par contre, un régulateur est un système bouclé qui asservit la tension de sortie à une référence très stable. Les performances sont supérieures, même avec un débit élevé. Le schéma est un peu plus complexe, mais l'existence de circuits intégrés spécialisés facilite beaucoup la tâche de l'utilisateur. Les notions qui seront définies dans la suite s'appliquent aussi bien aux régulateurs qu'aux stabilisateurs.

REGULATEUR DE TENSION ET REGULATEUR DE COURANT

Le plus souvent, c'est la tension aux bornes de la charge qui doit être

maintenue constante. On parle alors de régulateur de tension. Par contre, on cherche parfois à imposer un courant constant à la charge. On utilise alors un régulateur de courant.

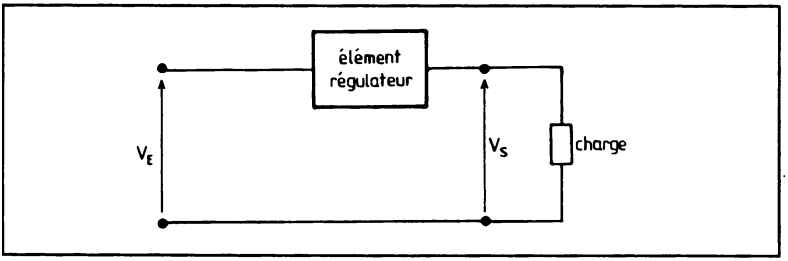


Fig. V-1 : Régulateur série.

REGULATEUR LINEAIRE ET REGULATEUR A DECOUPAGE

Les régulateurs linéaires utilisent un transistor en régime d'amplification pour modifier la tension de sortie en fonction des écarts détectés. L'élément régulateur peut être placé soit en série avec la charge (figure V-1), soit en parallèle (figure V-2). Le régulateur série est de

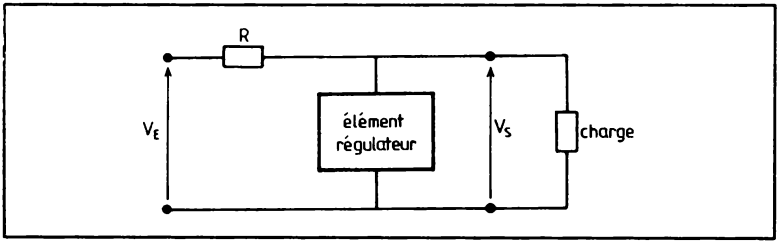


Fig. V-2 : Régulateur parallèle.

loin le plus utilisé. Le transistor qui produit la chute de tension entre l'entrée et la sortie est commandé par un amplificateur d'erreur qui compare une fraction de la tension de sortie à une référence (figure V-3). L'asservissement consiste à toujours compenser les variations éventuelles détectées en sortie par une action sur la chute de tension aux bornes du transistor. Le gros inconvénient de ce type de montages est qu'une puissance importante est perdue dans le transistor :

$$P_T = (v_E - v_E)\ i_S$$

En négligeant la consommation propre du régulateur, on peut estimer que le courant d'entrée est égal au courant de sortie. Le rendement est donc :

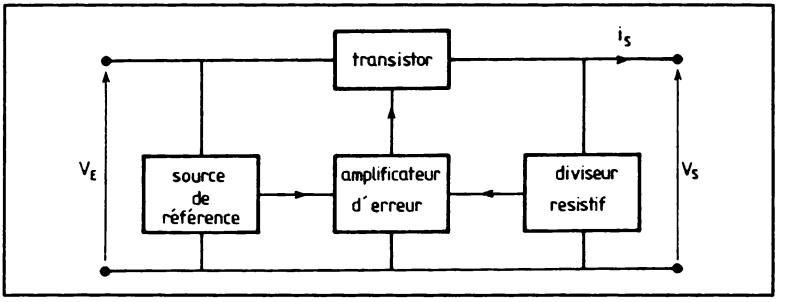


Fig. V-3 : Principe d'un régulateur linéaire.

$$\eta = \frac{v_S\, i_S}{v_E\, i_E} \approx \frac{v_S}{v_E}$$

Ce rendement sera faible si la tension de sortie est très différente de la tension d'entrée. Le régulateur linéaire a cependant des qualités : une bonne régulation vis-à-vis des variations de charge, une rapidité de réponse aux perturbations ainsi qu'une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie.

Les régulateurs à découpage procèdent de façon différente. La tension continue appliquée à l'entrée est hachée par un commutateur électronique puis filtrée par un circuit associant bobine et condensateur. L'utilisation de composants inductifs permet de stocker une énergie importante qui sert à l'alimentation de la charge lorsque celle-ci n'est plus reliée à l'entrée par le commutateur. Si les valeurs de l'inductance et de la capacité sont suffisantes, la tension de sortie est pratiquement continue. En faisant varier les durées des deux états du commutateur, on modifie la tension de sortie. La régulation s'effectue donc en agissant sur le générateur de commande des com-

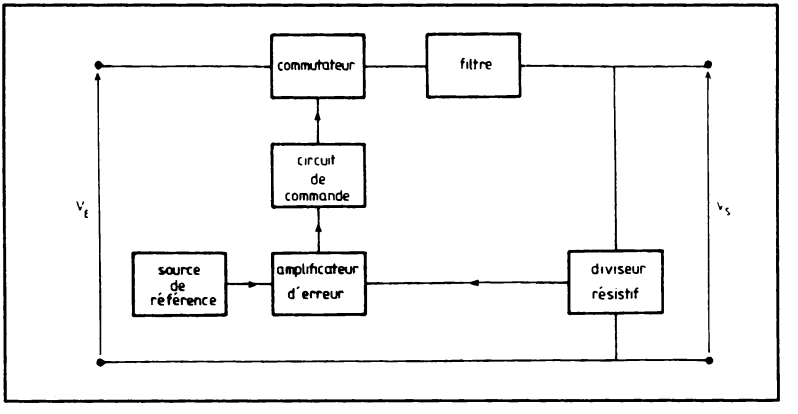


Fig. V-4 : Principe d'un régulateur à découpage.

mutations après comparaison de la tension obtenue avec une référence (figure V-4). Comme le transistor de puissance utilisé fonctionne en régime de commutation, le rendement du circuit est excellent : il ne dépend que des imperfections des composants. Par contre, la rapidité de réponse et l'ondulation résiduelle sont moins bonnes que pour un régulateur linéaire. Enfin, les commutations de courants importants créent des perturbations et des parasites gênants et les circuits de commande sont un peu plus complexes. L'utilisation de composants inductifs ne pose pas de problème : la fréquence élevée de découpage fait que les noyaux magnétiques nécessaires ne sont pas encombrants. Si les alimentations de petite puissance font largement appel aux régulateurs linéaires, les dispositifs de moyenne ou forte puissance utilisent systématiquement des régulateurs à découpage.

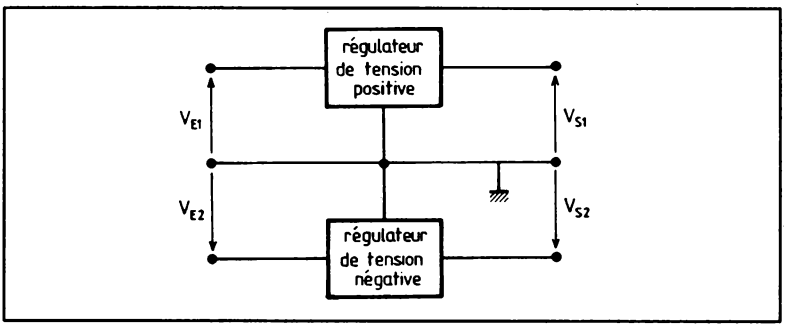


Fig. V-5 : Régulateur de tensions symétriques quand les sources d'entrée ont un point commun.

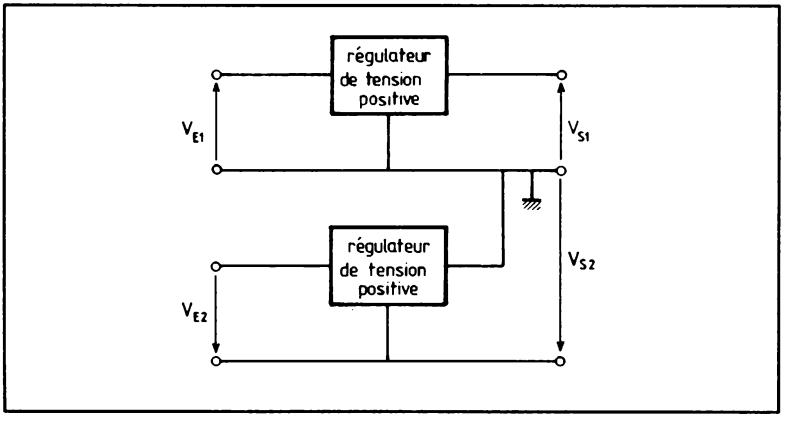


Fig. V-6 : Régulateur de tensions symétriques quand les sources d'entrée n'ont pas de point commun.

REGULATEUR DE TENSION POSITIVE OU NEGATIVE

De manière générale, un régulateur est un montage à trois bornes : une entrée, une sortie et une borne commune. La tension d'entrée étant flottante du fait du transformateur, on peut disposer de la tension de sortie comme on le souhaite. Toutefois, à partir du moment où on a imposé un point de masse comme référence, le signe de la tension est fixé. Le problème se pose quand on utilise des alimentations symétriques employant un transformateur à point milieu. Les deux tensions à réguler ont un point commun, l'une est positive et l'autre est négative. Il faut alors disposer de régulateurs différents pour chaque voie (figure V-5). Pour les alimentations symétriques qui utilisent un transformateur à deux secondaires, le problème ne se pose pas car en l'absence de point commun entre les tensions d'entrée, on peut utiliser deux voies identiques (figure V-6).

REGULATEUR ABAISSEUR, ELEVATEUR OU INVERSEUR

Les régulateurs linéaires produisent simplement une chute de tension et ils ne peuvent que délivrer une tension de sortie inférieure à la tension appliquée à l'entrée. Par contre, les régulateurs à découpage qui procèdent par commutation et stockage d'énergie sont capables de fournir des tensions inférieures, supérieures ou de polarité opposée. On peut ainsi les utiliser comme convertisseurs de tension continue.

GRANDEURS CARACTERISTIQUES

On définit un certain nombre de paramètres pour chiffrer les qualités d'un stabilisateur ou d'un régulateur de tension.

Pour comparer par calcul diverses configurations de stabilisateurs (ou de régulateurs), on utilise les coefficients de stabilisation (ou de régulation). Il s'agit de paramètres définis pour un point de repos donné. Le montage peut être considéré comme un quadripôle et on choisit les conventions de signe de la figure V-7. La tension de sortie v_S est fonction de la tension d'entrée v_E, de l'intensité de sortie i_S et de la température T. On peut alors écrire sa différentielle à l'aide des dérivés partielles :

$$dv_S = \frac{\partial v_S}{\partial v_E} dv_E + \frac{\partial v_S}{\partial i_S} di_S + \frac{\partial v_S}{\partial T} dT$$

Les petites variations des différentes grandeurs peuvent être assimilées aux différentielles :

$$\delta V_S = \frac{\partial v_S}{\partial v_E} \delta v_E + \frac{\partial v_S}{\partial i_S} \delta i_S + \frac{\partial v_S}{\partial T} \delta T$$

On écrit alors :

$$\delta v_S = K\delta v_E + r_S \delta i_S + \lambda \delta T$$

Par définition, le facteur de stabilisation amont est :

$$K = \frac{\partial v_S}{\partial v_E}$$

Le coefficient de stabilisation aval, appelé également résistance interne ou résistance de sortie est :

$$r_s = \frac{\partial v_S}{\partial i_S}$$

Enfin, le coefficient de température est :

$$\lambda = \frac{\partial v_S}{\partial T}$$

Un régulateur de tension est d'autant de meilleure qualité que les trois coefficients sont faibles. Pour le calcul, il faut tout d'abord tracer un schéma équivalent au montage pour les petites variations. Cela est obtenu en remplaçant les composants non linéaires (diodes, transistors...) par des modèles issus d'une linéarisation autour d'un point de repos. Certains paramètres du schéma peuvent dépendre de la température. Les grandeurs utilisées sont les petites variations v_e, v_s et i_s des tensions et des courants réels. On facilite le calcul en appliquant le théorème de superposition, c'est-à-dire en considérant séparément l'influence de chaque perturbation. Cette méthode est justifiée puisque le circuit a été linéarisé. On a alors, en appelant θ la variation de la température :

$$K = \left(\frac{v_s}{v_s} \right)_{\substack{i_s=0 \\ \theta=0}}$$

$$r_s = \left(\frac{v_s}{i_s} \right)_{\substack{v_e=0 \\ \theta=0}}$$

$$\lambda = \left(\frac{v_s}{\theta} \right)_{\substack{v_e=0 \\ i_s=0}}$$

Dans la pratique, on préfère donner des paramètres qui rendent compte des qualités globales du régulateur dans toute sa plage d'utilisation. On chiffre alors la variation maximale de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée passe d'une valeur minimale à une valeur maximale, toutes deux précisées : c'est la régulation de ligne. On donne également la variation de la tension de sortie lorsque le courant dans la charge passe de son minimum à son maximum : c'est la régulation de charge. Ces deux paramètres sont parfois définis en valeurs de tensions, mais on préfère souvent les exprimer en pourcentage de la tension de sortie.

Enfin, un rôle important du régulateur de tension est de diminuer l'ondulation de la tension appliquée à la charge. Cela permet de se contenter d'une capacité raisonnable pour le condensateur de filtrage qui précède le régulateur. On chiffre cette qualité par le taux de rejet de l'ondulation. Si Δv_E et Δv_S sont les ondulations crête-à-crête des tensions d'entrée et de sortie, on définit ce paramètre par :

$$k = 20 \lg \frac{\Delta v_E}{\Delta v_S}$$

Un bon taux de rejet de l'ondulation doit être élevé (60 à 100 dB).

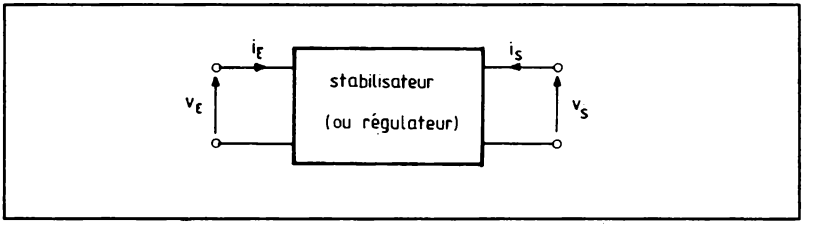


Fig. V-7 : Conventions de signe.

STABILISATEURS DE TENSION

6

Lorsque le courant demandé est peu élevé, on stabilise une tension continue en faisant appel à une diode Zener, éventuellement associée à un transistor.

PROPRIETES DE LA DIODE ZENER

CARACTERISTIQUE

Une diode Zener est une diode à semiconducteur conçue pour un fonctionnement en polarisation inverse. En adoptant les conventions de signe utilisées pour les diodes ordinaires (figure VI-1), l'allure de

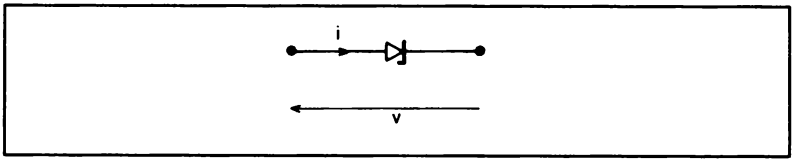


Fig. VI-1 : Conventions de signe habituellement utilisées pour les diodes.

la caractéristique est donnée à la figure VI-2. En polarisation directe, la courbe est identique à celle d'une diode classique. Par contre, la caractéristique inverse est sensiblement différente. On observe un coude prononcé pour une tension bien déterminée et de valeur absolue en général assez faible (quelques volts ou dizaines de volts). On a ensuite une zone linéaire presque verticale. Comme c'est cette partie de courbe qui est utilisée dans les stabilisateurs de tension, on peut adopter la convention de signe de la figure VI-3 afin de ramener la partie intéressante de la caractéristique dans le premier quadrant (figure VI-4).

Le comportement particulier de ces diodes est dû, soit à l'effet Zener, soit à l'effet d'avalanche. Le premier phénomène intervient pour les diodes qui ont leur zone linéaire à des tensions inférieures à 5 V

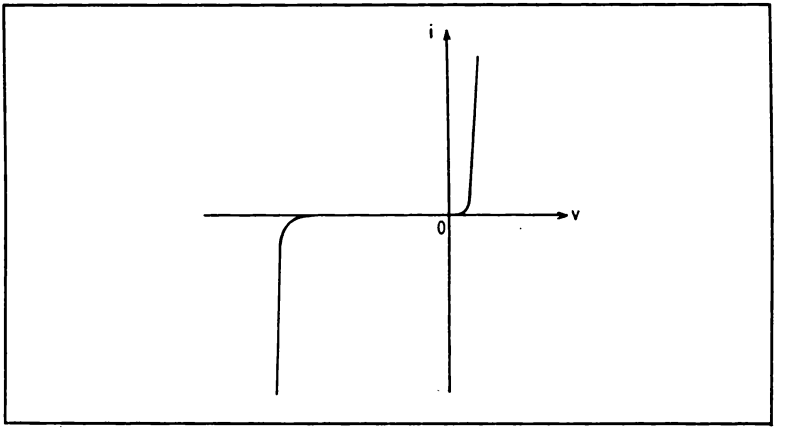


Fig. VI-2 : Caractéristique d'une diode Zener.

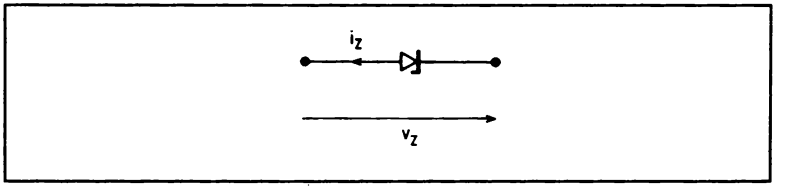


Fig. VI-3 : Conventions de signe adoptées pour la diode Zener.

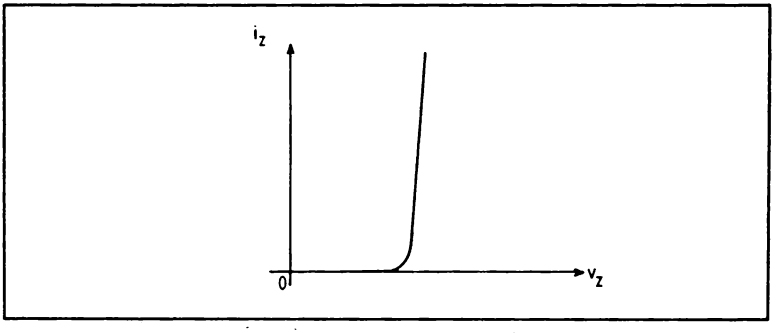


Fig. VI-4 : Caractéristique en polarisation inverse ramenée dans le premier quadrant.

tandis que le second apparaît lorsque la zone linéaire se situe à des tensions supérieures à 6 V. Les deux effets coexistent pour les tensions intermédiaires. Sans entrer dans la théorie des semiconducteurs, il est important de noter cette différence qui a des conséquences pratiques comme on le verra plus loin. On peut déjà

remarquer que le coude de la caractéristique est plus arrondi pour l'effet Zener que pour l'effet d'avalanche (figure VI-5).

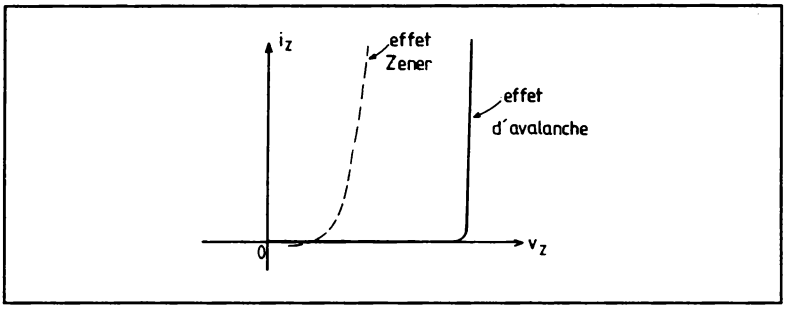


Fig. VI-5 : Allure du coude suivant le type de diode Zener.

La plage d'utilisation correspond à la partie presque verticale de la courbe : la tension y est pratiquement constante. On définit la tension de Zener V_Z par un point de la caractéristique obtenu pour un courant I_Z fixé (figure VI-6). Le domaine de stabilisation est limité

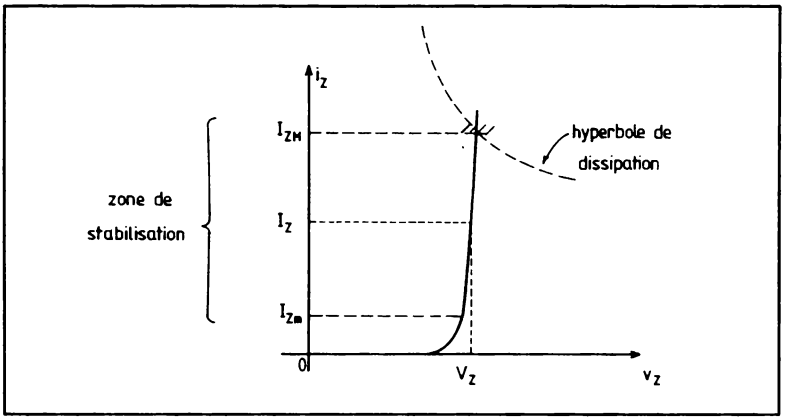


Fig. VI-6 : Définition de la tension de Zener et de la zone de stabilisation.

par deux valeurs de courant. Le maximum I_{ZM} est imposé par la puissance P_{ZM} qui peut être dissipée par le composant. Il correspond à l'intersection de la caractéristique de la diode Zener avec l'hyberbole de dissipation dont l'équation est :

$$v_z i_z = P_{ZM}$$

Comme la tension reste à peu près constante, on admet dans la pratique que :

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z}$$

Le courant minimal I_{Zm} est choisi de façon à éviter le coude de la caractéristique où la tension commence à varier sensiblement. On le chiffre à 1 ou 2 mA pour des tensions de Zener de l'ordre de quelques dizaines de volts, mais à 4 ou 5 mA pour des tensions de quelques volts (à cause du coude plus arrondi).

MODELISATION

Pour le choix des composants, on se contente d'une approximation assez grossière en linéarisant la caractéristique en deux segments à angle droit comme le montre la figure VI-7 : c'est le modèle de la

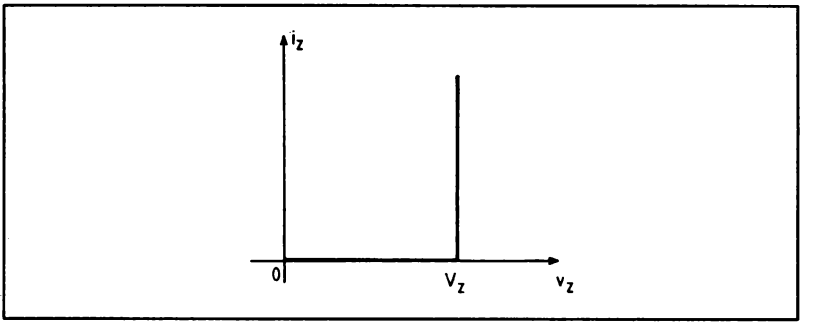


Fig. VI-7 : Linéarisation de la courbe pour une diode Zener idéale.

diode Zener idéale. Lorsqu'elle est conductrice en inverse, la diode est équivalente à un générateur idéal de tension de force électromotrice V_Z.
Quand on étudie les performances des montages stabilisateurs, il faut prendre une approximation un peu plus précise en linéarisant la

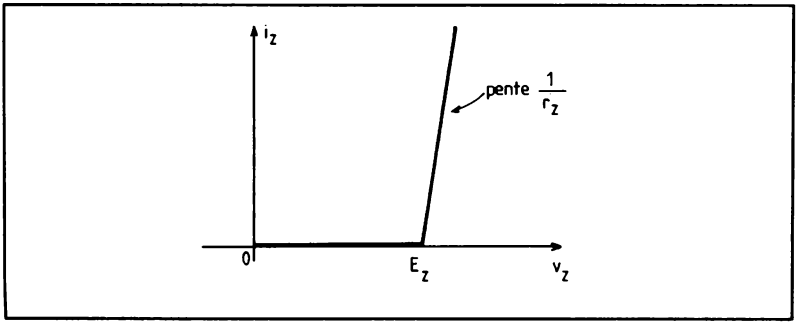


Fig. VI-8 : Linéarisation de la courbe prenant en compte les variations de tension.

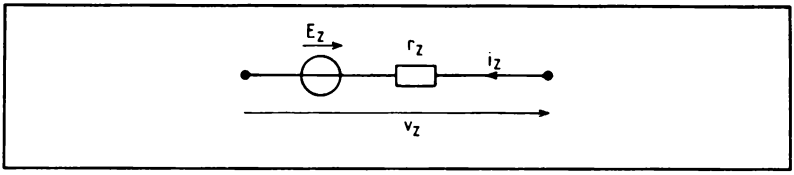


Fig. VI-9 : Schéma équivalent à la diode Zener dans la zone de stabilisation.

courbe en deux segments qui ne sont plus à angle droit (figure VI-8). Lorsqu'elle est conductrice en inverse, la diode peut être représentée

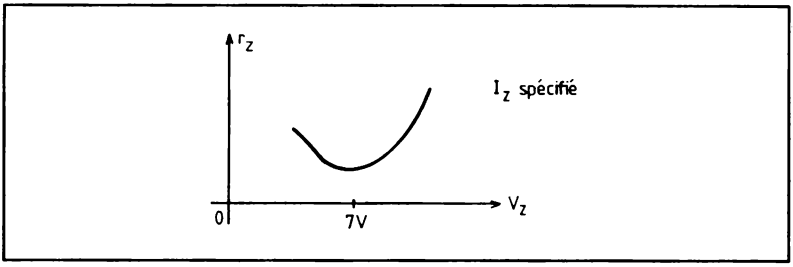


Fig. VI-10 : Variations de la résistance dynamique en fonction de la tension de Zener.

par un générateur de Thévenin (figure VI-9). La relation entre courant et tension s'écrit :

$$v_Z = E_Z + r_Z i_Z$$

r_Z est la résistance dynamique de la diode Zener. Sa valeur est faible (de quelques ohms à quelques centaines d'ohms) et on souhaite en général la minimiser pour obtenir des variations de tension les plus petites possibles. Le cas le plus favorable correspond aux valeurs de tension de Zener de l'ordre de 7 V comme l'indique la figure VI-10. Cette courbe est tracée pour une valeur I_Z du courant spécifiée car la résistance dynamique dépend en réalité de l'intensité. Il faut donc utiliser les données qui correspondent à des courants de même ordre de grandeur que ceux qui sont présents dans l'application envisagée.

INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

La caractéristique d'une diode Zener est modifiée par les variations de température. Pour les diodes utilisant l'effet Zener ($V_Z < 5$ V), la courbe se déplace vers la droite quand la température augmente (figure VI-11) tandis que pour les diodes utilisant l'effet d'avalanche ($V_Z > 7$ V), la modification se produit dans l'autre sens (figure VI-12). Pour des tensions de Zener de l'ordre de 6 V, les caractéristiques tracées à températures différentes se croisent en un point assez

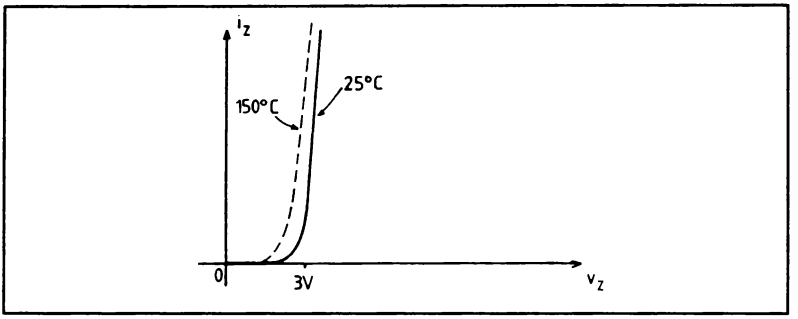


Fig. VI-11 : Effet de la température sur la caractéristique d'une diode utilisant l'effet Zener.

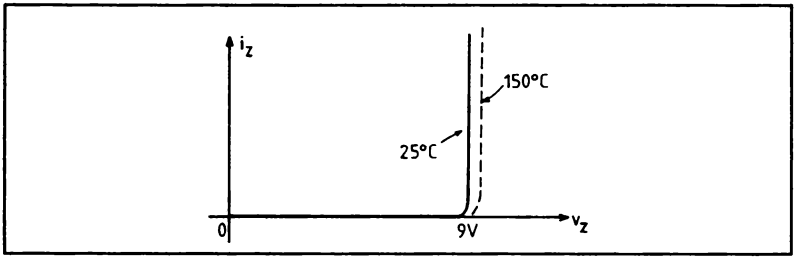


Fig. VI-12 : Effet de la température sur la caractéristique d'une diode utilisant l'effet d'avalanche.

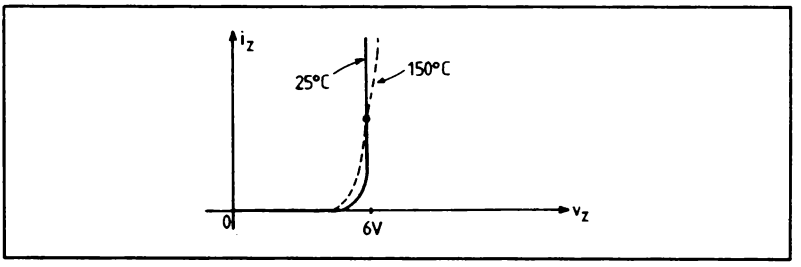


Fig. VI-13 : Effet de la température sur une diode utilisant à la fois l'effet Zener et l'effet d'avalanche.

proche du coude (figure VI-13). Cette propriété est intéressante car cela signifie que la tension aux bornes de la diode ne dépend pas beaucoup de la température pour les courants assez faibles utilisés habituellement. Pour chiffrer l'influence de la température sur une diode Zener, on définit un coefficient de température. C'est, pour un courant donné, le rapport entre la variation relative de tension de

Zener et la variation de température $\Delta\theta$ qui est la cause de la modification :

$$\alpha_Z = \frac{1}{\Delta\theta} \frac{\Delta V_Z}{V_Z}$$

Le signe de ce coefficient dépend de la tension de Zener. α_Z est négatif pour l'effet Zener et positif pour l'effet d'avalanche. Il existe une valeur particulière de V_Z pour laquelle le coefficient de température est nul. Cela correspond à un point d'intersection des courbes (figure VI-13) obtenu pour le courant I_Z que l'on s'est imposé. Cette valeur est de l'ordre de 5 à 6 V. La figure VI-14 représente l'allure des variations du coefficient de température en fonction de la tension de Zener, pour un courant fixé.

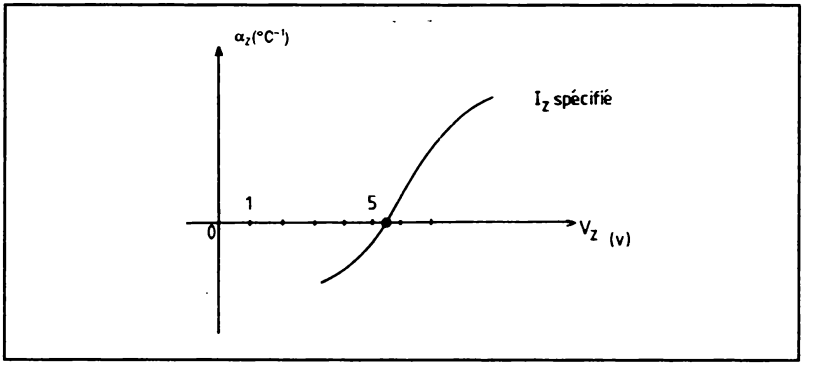


Fig. VI-14 : Signe du coefficient de température en fonction de la tension de Zener.

ASSOCIATION DE DIODES ZENER

L'association en parallèle ne présente pas d'intérêt : la diode qui a le seuil le plus faible conduit et l'autre est bloquée. Par contre, il peut parfois être utile d'associer deux diodes Zener en série (figure VI-15).

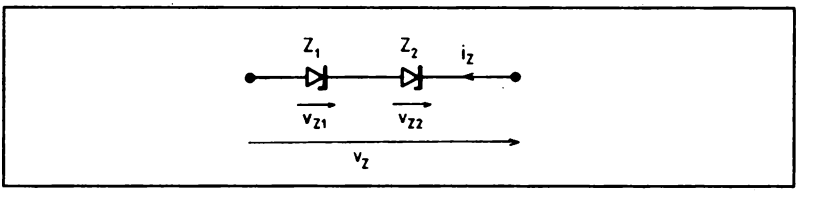


Fig. VI-15 : Association en série de deux diodes Zener.

L'ensemble se comporte comme une diode Zener dont la tension serait :

$$V_Z = V_{Z1} + V_{Z2}$$

où V_{Z1} et V_{Z2} sont les tensions de Zener des deux diodes associées. On peut se servir de cette combinaison pour obtenir des valeurs de V_Z dont on ne dispose pas. Il est également intéressant de faire appel à des diodes de faible coefficient de température (par exemple des diodes de 5,6 V) pour obtenir l'équivalent d'une diode Zener de tension plus élevée, mais moins sensible aux effets de la température qu'un unique composant. Enfin, on peut simuler une diode de puissance plus élevée que celle de la série dont on dispose. En utilisant deux composants identiques, on obtient une puissance dissipable deux fois plus élevée qu'avec une diode Zener unique (pour une même tension).

BRUIT

La diode Zener est un composant qui peut être source de bruit important (on utilise ce phénomène dans des générateurs de bruit). Les perturbations correspondantes sont plus ou moins gênantes selon qu'on s'intéresse directement à la tension aux bornes de la diode ou qu'on traite cette tension par d'autres circuits qui risquent d'amplifier le bruit du composant. Dans ce dernier cas, on peut améliorer les choses en branchant un condensateur aux bornes de la diode Zener. Le bruit généré est important lorsque le courant est faible (au voisinage du coude de la caractéristique), mais diminue de façon sensible lorsque l'intensité augmente. Il faut donc polariser les diodes Zener avec un courant suffisant pour atteindre un niveau de bruit raisonnable.

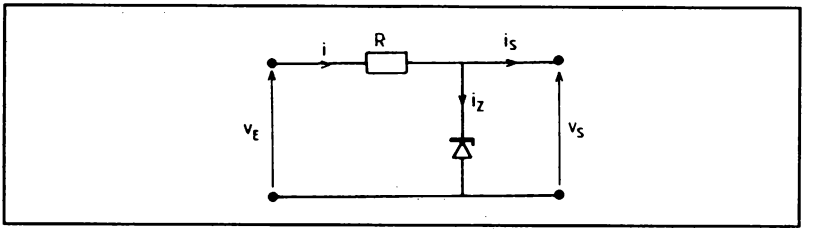


Fig. VI-16 : Stabilisateur parallèle à diode Zener.

STABILISATEUR PARALLELE A DIODE ZENER

PRINCIPE

Le circuit de stabilisation le plus simple comporte une diode Zener et une résistance (figure VI-16). Si la diode est correctement polarisée, c'est-à-dire que le point de fonctionnement se situe dans la zone de stabilisation, la tension de sortie est pratiquement constante, égale à la tension de Zener :

$$v_S \approx V_Z$$

Pour cela il faut d'abord que la tension d'entrée soit supérieure au seuil de conduction de la diode Zener. En second lieu, il est nécessaire que le courant dans la diode soit supérieur au minimum requis I_{Zm} pour avoir une conduction suffisante (point de fonctionnement au-delà du coude de la caractéristique) et bien sûr qu'il soit inférieur au maximum autorisé par la dissipation du composant. La résistance R est soumise à la chute de tension entre l'entrée et la sortie et fixe le courant en conséquence :

$$i = \frac{v_E - v_S}{R}$$

Dans le fonctionnement à vide, le courant dans la résistance traverse directement la diode Zener. Lors d'un fonctionnement en charge, ce courant se partage entre la diode Zener et l'utilisation. Si le courant dans la charge augmente, le courant dans la diode diminue.

CHOIX DES COMPOSANTS

On choisit tout d'abord la tension de Zener pour avoir la valeur souhaitée de la tension de sortie du stabilisateur. Comme la tension n'est pas rigoureusement indépendante du courant, il faut prendre dans la notice la valeur V_Z correspondant à un courant I_Z voisin du courant moyen parcourant la diode dans le montage. La résistance R doit être inférieure à une certaine limite pour permettre une bonne conduction de la diode Zener ($i_Z \geqslant I_{Zm}$) dans tous les cas. La situation la plus défavorable se rencontre lorsque la tension d'entrée est minimale et que le courant de sortie est maximal :

$$R \leqslant \frac{v_{E\,min} - V_Z}{i_{S\,max} + I_{Zm}}$$

Il faut ensuite respecter la puissance maximale de la diode Zener. Le cas le plus défavorable se présente dans un fonctionnement à vide avec la tension d'entrée maximale :

$$P_Z \leqslant P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{R}$$

Pour terminer, on doit chiffrer la puissance maximale dissipée dans la résistance afin de définir complètement ce composant :

$$P_R \leqslant P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

Exemple

On dispose d'une source de tension de 20 V susceptible de varier de 10 % au maximum. On souhaite obtenir une tension de 12 V pour une utilisation qui consomme un courant compris entre 0 et 10 mA.

Pour obtenir la tension de sortie souhaitée, on choisit une diode Zener de 12 V. La tension d'entrée peut varier entre 18 V et 22 V. Il faut que la résistance respecte la condition :

$$R \leq \frac{18-12}{10+2} = 0{,}5 \text{ k}\Omega$$

On peut donc choisir R = 470 Ω (précision 5 %). On a estimé que le courant minimal pour la conduction de la diode Zener était de 2 mA. La puissance maximale dissipée dans la diode vaut :

$$P_Z = 12\frac{22-12}{470} = 0{,}26 \text{ W}$$

Les petites diodes Zener courantes supportent 400 ou 500 mW. C'est tout à fait suffisant ici. On choisit par exemple une diode RTC de référence BZX55C12. Sa tension de Zener est 12 V (pour un courant de 5 mA) et sa puissance maximale est 500 mW.
La puissance maximale dissipée dans la résistance est :

$$P_R = \frac{(22-12)^2}{470} = 0{,}21 \text{ W}$$

Une résistance ordinaire 1/4 W convient (on peut aussi prendre 1/2 W pour plus de sécurité).

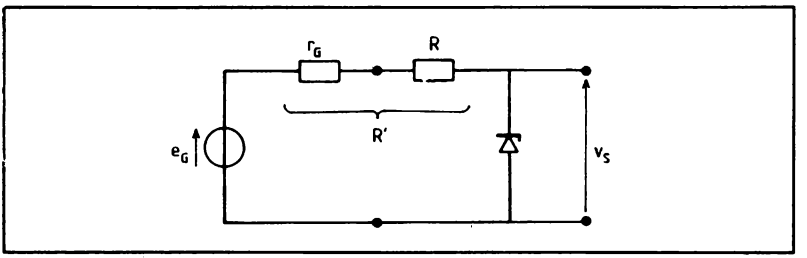


Fig. VI-17 : Cas où la résistance interne du générateur n'est pas négligeable devant R.

Remarque
Les valeurs trouvées pour la résistance R sont en général assez faibles (dizaines ou centaines d'ohms). De ce fait, la résistance interne du générateur appliqué à l'entrée peut parfois influer sur le montage. Dans ce cas, il suffit de reprendre l'étude en considérant la force électromotrice du générateur à la place de la tension d'entrée et la résistance totale R' à la place de R (figure VI-17).

COEFFICIENTS DE STABILISATION

Pour juger de la qualité de la stabilisation obtenue, il faut chiffrer les coefficients définis au chapitre précédent. La diode Zener étant

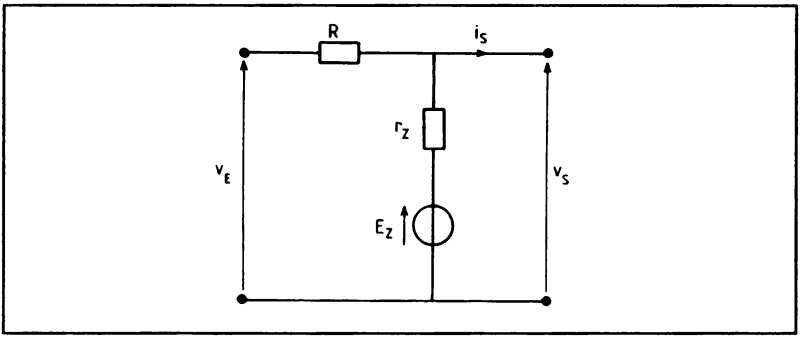


Fig. VI-18 : Schéma équivalent au stabilisateur à diode Zener.

toujours passante, on la remplace par son modèle équivalent, ce qui conduit au schéma de la figure VI-18. Le théorème de Thévenin permet de passer à la représentation de la figure VI-19. La résistance

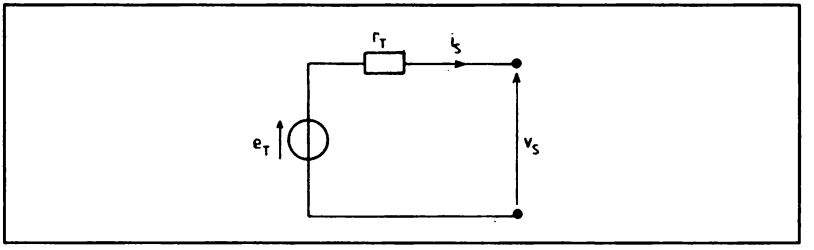


Fig. VI-19 : Générateur de Thévenin vu de la sortie du stabilisateur.

interne du générateur est égale à la résistance vue des bornes de sortie quand on a court-circuité les sources de tension v_E et E_Z, soit :

$$r_T = \frac{R r_Z}{R + r_Z}$$

La force électromotrice du générateur est égale à la tension à vide entre les bornes de sortie. Comme il y a deux sources de tension dans le circuit, on peut appliquer le principe de superposition :

$$e_T = \frac{r_Z}{R + r_Z} v_E + \frac{R}{R + r_Z} E_Z$$

Il suffit ensuite de mettre en équation le générateur de Thévenin :

$$v_S = e_T - r_T i_S$$

Soit :

$$v_S = \frac{R}{R + r_Z} E_Z + \frac{r_Z}{R + r_Z} v_E - \frac{R r_Z}{R + r_Z} i_S$$

On peut alors écrire les expressions du facteur de stabilisation amont et du coefficient de stabilisation aval (résistance interne) :

$$K = \frac{\partial v_S}{\partial v_E} = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

$$r_s = -\frac{\partial v_S}{\partial i_S} = \frac{R\, r_Z}{R + r_Z}$$

Enfin, le coefficient de température est pratiquement celui de la diode Zener :

$$\alpha \approx \alpha_Z$$

Exemple

On reprend les composants choisis précédemment. Dans la notice de la diode Zener, on lit que la résistance dynamique r_Z vaut au maximum 20 Ω pour un courant de 5 mA. On peut donc calculer les coefficients de stabilisation :

$$K = \frac{20}{470 + 20} = 0{,}04 \qquad (4\ \%)$$

$$r_s = \frac{470 \times 20}{470 + 20} = 19\ \Omega$$

Ces coefficients ne sont pas tout à fait constants puisque r_Z dépend du courant I_Z. Toutefois, pour des calculs approchés, on peut prendre ces valeurs obtenues pour le courant moyen 5 mA et chiffrer les variations de tension correspondantes. L'écart de tension de sortie dû à la source d'entrée est :

$$\Delta v_{S1} = 0{,}04 \times 2 = 0{,}08\ \text{V}$$

La variation de tension de sortie provoquée par la charge vaut :

$$\Delta v_{S2} = 19 \times 0{,}01 = 0{,}19\ \text{V}$$

Dans le cas le plus défavorable, ces écarts agissent dans le même sens (chute de tension). Comme les variations sont petites, il suffit d'ajouter les résultats. On obtient donc au total un écart maximal en sortie qui vaut :

$$\Delta v_S = 0{,}08 + 0{,}19 = 0{,}27\ \text{V}$$

En ce qui concerne l'effet de la température, on lit dans la notice de la diode Zener que, pour un courant de 5 mA, la tension augmente de 8,4 mV/°C. Cela donne un coefficient de température, exprimé en pourcentage, qui vaut :

$$\alpha = \frac{8{,}4.10^{-3}}{12} = 0{,}07\ \%/^\circ\ \text{C}$$

Compte tenu de l'ordre de grandeur des éléments (r_Z est nettement plus faible que R) et de la précision médiocre des résultats (paramètres de départ mal connus), on peut en général utiliser des expressions approchées pour les coefficients :

$$K \approx \frac{r_Z}{R}$$

$$r_s \approx r_Z$$

Le calcul direct de la tension de sortie qui vient d'être fait ne pose aucun problème pour des montages aussi simples. Toutefois, quand les schémas se compliquent, on préfère utiliser une autre méthode. Comme le circuit est linéarisé, on peut utiliser le principe de superposition afin de considérer séparément la partie constante et la partie variable des signaux. On trace donc un schéma équivalent au montage pour les variations. Dans ce cas, la diode Zener est modélisée par une simple résistance r_Z puisque E_Z est une composante continue. Pour le stabilisateur étudié, le schéma équivalent pour les variations est tracé à la figure VI-20. Il faut bien

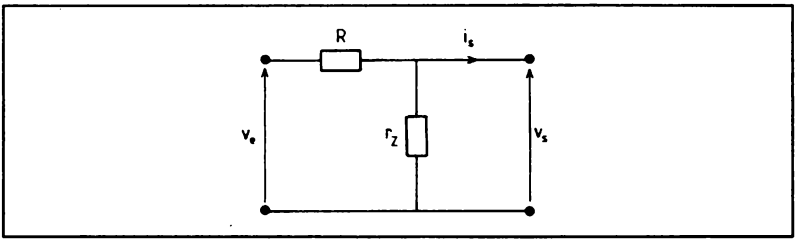


Fig. VI-20 : Schéma équivalent pour les variations.

remarquer que les tensions et les courants apparaissant ici ne sont que des composantes variables de ces grandeurs. Ensuite, on se place dans des cas particuliers en maintenant certains paramètres constants. Pour calculer le facteur de stabilisation amont, on maintient la température et le courant de charge constants. Cela signifie que le schéma équivalent pour les variations est à vide (figure VI-21) puisque la composante variable du courant de sortie est nulle.

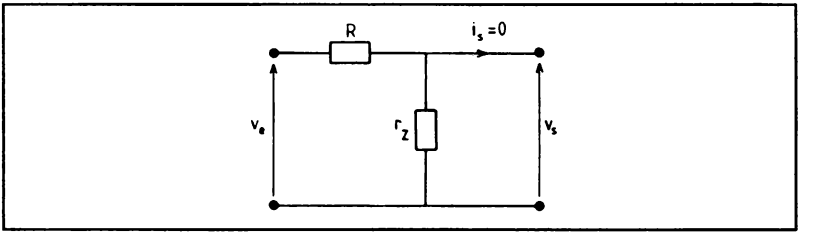


Fig. VI-21 : Schéma pour le calcul de K.

On est alors ramené à un simple diviseur résistif qui donne :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

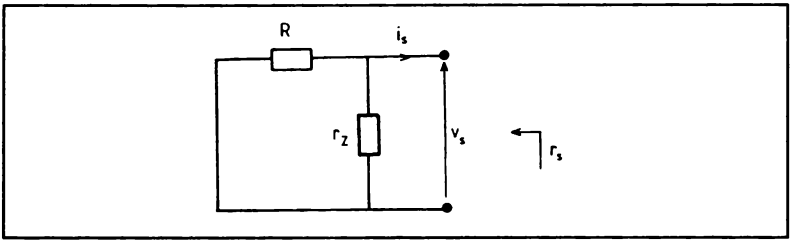


Fig. VI-22 : Schéma pour le calcul de r_s.

En ce qui concerne la résistance de sortie, on maintient la température et la tension d'entrée constantes. On peut donc alors court-circuiter l'entrée du schéma pour les variations (partie variable de la tension nulle). On arrive ainsi à un simple calcul de résistance équivalente (figure VI-22) :

$$r_s = -\frac{v_s}{i_s} = \frac{Rr_Z}{R + r_Z}$$

On obtient donc de manière différente les mêmes résultats que précédemment.

STABILISATEUR PARALLELE A DIODE ZENER ET TRANSISTOR

PRINCIPE

Lorsque la puissance que dissiperait la diode Zener dans le montage précédent devient importante, on préfère modifier le schéma en ajoutant un transistor. On n'utilise en général dans le montage de base que des diodes Zener de puissance maximale 400 mW ou 1,3 W. L'adjonction du transistor permet non seulement d'obtenir un courant plus élevé dans la charge, mais aussi d'améliorer les qualités de stabilisation du montage.

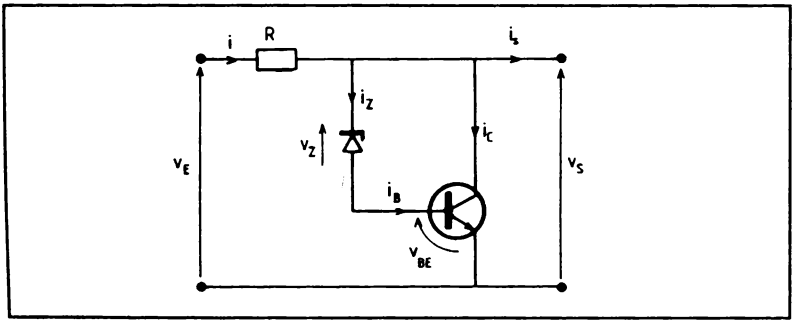


Fig. VI-23 : Stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor.

La figure VI-23 montre le circuit employé : on a simplement remplacé la diode Zener par une association de ce composant avec un transistor. Si les conditions de bon fonctionnement sont remplies, la diode Zener et le transistor sont conducteurs. La tension entre base et émetteur s'ajoute à la tension de Zener et on a donc en sortie :

$$v_S = v_Z + v_{BE}$$

Pour un transistor passant, v_{BE} est de l'ordre de 0,6 à 0,7 V.
Le courant de base du transistor traverse la diode Zener :

$$i_B = i_Z$$

Le courant de collecteur est :

$$i_C = \beta\, i_B$$

La chute de tension entre entrée et sortie impose le courant dans la résistance R :

$$i = \frac{v_E - v_S}{R}$$

Ce courant se partage entre la diode Zener, le transistor et l'utilisation :

$$i = i_Z + i_C + i_S$$

Comme β est en général grand devant 1, le courant de base est négligeable devant le courant de collecteur et le partage se fait à peu près entre transistor et charge :

$$i \approx i_C + i_S$$

CHOIX DES COMPOSANTS

La tension de Zener est choisie pour obtenir le niveau de sortie désiré :

$$V_Z = v_S - v_{BE}$$

Pour assurer une conduction correcte de la diode, il faut que le courant i_Z soit supérieur à la valeur I_{Zm}, ce qui impose que le courant de collecteur du transistor soit plus grand que βI_{Zm}. Cela correspond à une valeur maximale pour la résistance R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - v_S}{i_{S\,max} + (\beta + 1)\, I_{Zm}}$$

Pour dimensionner la résistance, on calcule la puissance dissipée dans le cas le plus défavorable :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - v_S)^2}{R}$$

On dimensionne également ainsi la diode Zener :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{V_{E\,max} - V_S}{\beta R}$$

Pour le transistor, la tension de claquage entre collecteur et émetteur doit être supérieure à la tension maximale qu'on peut appliquer à l'entrée :

$$V_{(BR)CEO} \geq V_{E\,max}$$

En ce qui concerne la puissance dissipée par cet élément :

$$P_T \leq P_{TM}$$

$$P_T = V_S \frac{V_{E\,max} - V_S}{R}$$

Remarque

Si la condition de minimum de courant dans la diode Zener est trop contraignante (à cause du β élevé du transistor), on peut modifier le

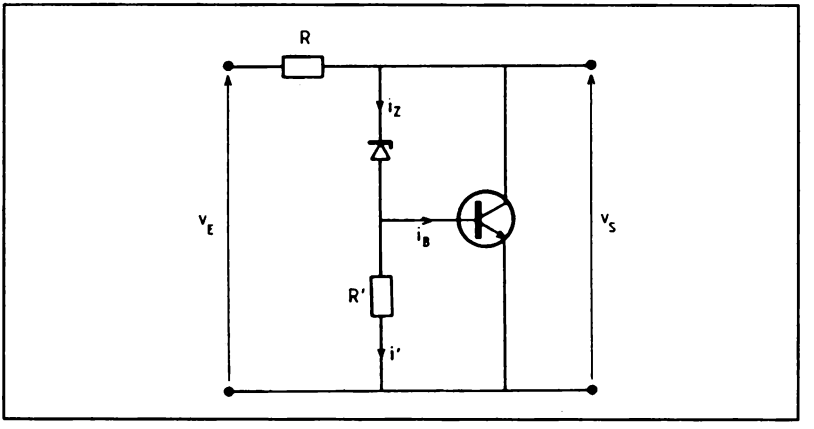


Fig. VI-24 : Schéma modifié pour assurer une bonne conduction de la diode Zener.

schéma comme l'indique la figure VI-24. La résistance R' fournit un courant supplémentaire à la diode :

$$i_Z = i_B + i'$$

Pour toujours assurer une bonne conduction de la diode Zener, il faut faire en sorte que :

$$R' \leq \frac{V_{BE\,min}}{I_{Zm}}$$

COEFFICIENTS DE STABILISATION

Pour chiffrer la qualité de la stabilisation obtenue, on étudie le comportement du circuit vis-à-vis des modifications de la tension d'entrée et du courant de charge. On construit donc un schéma

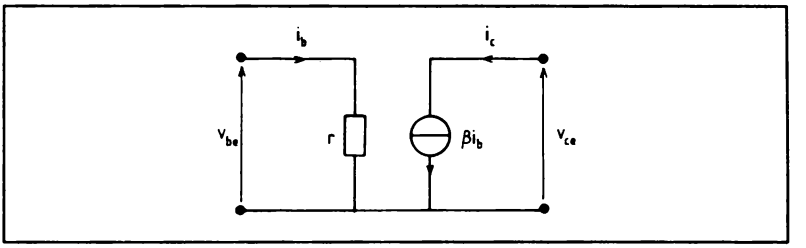


Fig. VI-25 : Modèle de transistor pour les variations.

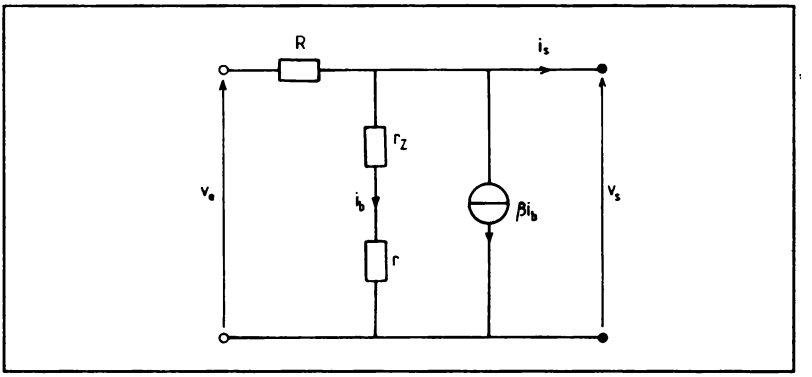


Fig. VI-26 : Schéma équivalent pour les variations.

équivalent pour les variations. La diode Zener est modélisée comme précédemment par une résistance r_Z. Le transistor est décrit par le schéma de la figure VI-25. Pour le montage stabilisateur, cela conduit à la représentation de la figure VI-26. Les résistances r et r_Z étant en série, on peut les remplacer par une résistance équivalente $r + r_Z$. Le calcul du facteur de stabilisation amont se fait dans le cas particulier où le courant de charge est constant. Le schéma pour les variations est alors à vide (figure VI-27). On peut écrire deux relations :

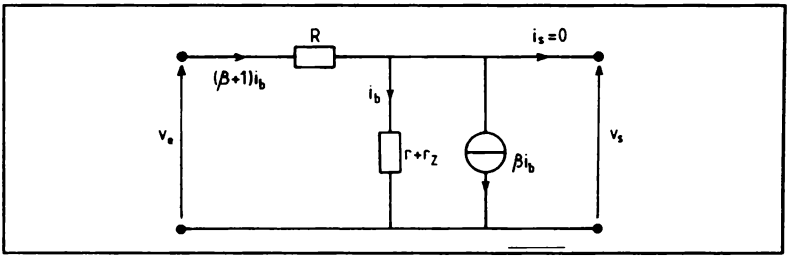


Fig. VI-27 : Schéma pour le calcul de K.

$$v_e = v_s + R(\beta + 1)\, i_b$$

$$i_b = \frac{v_s}{r_Z + r}$$

L'élimination de i_b conduit à :

$$v_e = v_s + R(\beta + 1)\, \frac{v_s}{r_Z + r}$$

On en déduit l'expression du facteur de stabilisation amont :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 + (\beta + 1)\, \frac{R}{r_Z + r}}$$

Le calcul de la résistance de sortie se fait à tension d'entrée constante. On court-circuite donc l'entrée du schéma pour les variations (figure VI-28). Du fait de la présence du transistor, il ne s'agit pas d'un

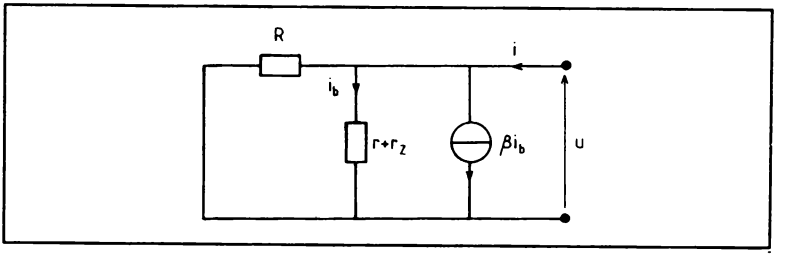


Fig. VI-28 : Schéma pour le calcul de r_s.

simple calcul de résistance équivalente comme dans le montage précédent. La source de courant commandée $\beta\, i_b$ impose d'utiliser une autre méthode. On peut par exemple imaginer qu'on applique une tension u en sortie du circuit et calculer le courant i correspondant. On obtient alors la résistance de sortie par la formule :

$$r_s = \frac{u}{i}$$

On peut ainsi écrire :

$$i = \beta\, i_b + i_b + \frac{u}{R}$$

$$i_b = \frac{u}{r_Z + r}$$

On en déduit :

$$i = (\beta + 1)\, \frac{u}{r_Z + r} + \frac{u}{R}$$

La résistance de sortie s'exprime alors par :

$$r_s = \frac{R}{1 + (\beta + 1)\dfrac{R}{r_Z + r}}$$

Compte tenu des ordres de grandeur habituellement rencontrés ($\beta \gg 1$, $r \ll \beta R$ et $r_Z \ll r$), on a approximativement :

$$K \approx \frac{r}{\beta R}$$

$$r_s \approx \frac{r}{\beta}$$

Les valeurs obtenues sont en général nettement plus faibles que dans le cas du stabilisateur à simple diode Zener.
L'influence de la température sur la tension de sortie résulte de deux phénomènes différents : la variation de V_Z et celle de v_{BE} :

$$\Delta v_S = \Delta V_Z + \Delta v_{BE}$$

La tension base-émetteur d'un transistor diminue d'environ 2 mV/°C. Pour les diodes Zener, sauf pour les faibles valeurs de V_z (moins de 5 V environ), le coefficient de température est positif, c'est-à-dire que la tension augmente avec la température. Il y a donc en général compensation partielle entre les deux variations, donc un meilleur comportement de ce stabilisateur par rapport au précédent.

AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Comme on vient de le montrer, le stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor a des coefficients de stabilisation corrects pour les trois sources de variations (tension d'entrée, courant de sortie et température). Comme avantage, on peut également citer la protection contre les court-circuits. En effet, si la charge est accidentellement court-circuitée, le transistor ne subit aucun dommage, seule la résistance R risque une détérioration. Par contre, le rendement de l'alimentation est relativement mauvais aux faibles charges : le courant s'écoulant dans le transistor provoque un échauffement de ce composant et de la résistance R. C'est pour cette raison qu'on préfère souvent le stabilisateur série étudié au paragraphe suivant. Le stabilisateur parallèle garde cependant un intérêt dans certains cas. Il peut par exemple servir de circuit de protection contre les surtensions à la sortie d'une alimentation.

STABILISATEUR SERIE A DIODE ZENER ET TRANSISTOR

PRINCIPE

Afin d'obtenir un rendement qui ne soit pas trop mauvais aux faibles

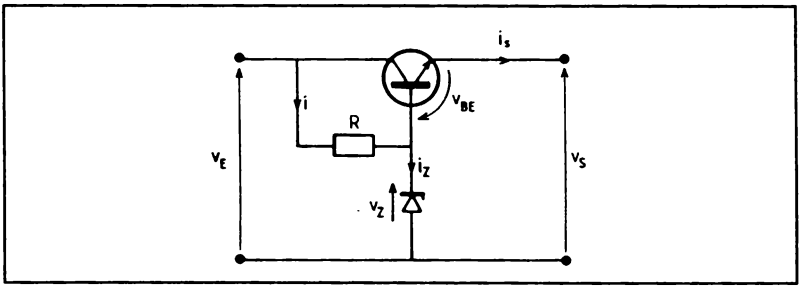


Fig. VI-29 : Stabilisateur série à diode Zener et transistor.

charges, on emploie souvent le stabilisateur série dont le schéma de base est précisé à la figure VI-29. Le transistor est placé entre l'entrée et la sortie et il est parcouru par le même courant que la charge. Sa base est portée à un potentiel fixé par la diode Zener polarisée grâce à la résistance R. La tension de sortie est :

$$v_S = v_Z - v_{BE}$$

La tension v_{BE} est de l'ordre de 0,6 à 0,7 V.
Afin de maintenir une bonne conduction du transistor même en l'absence de charge, on peut ajouter une résistance R' en parallèle sur

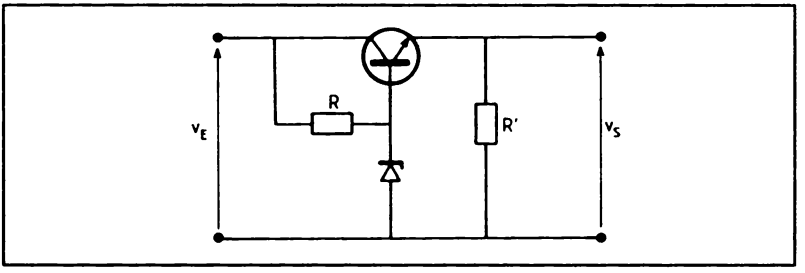


Fig. VI-30 : Une résistance supplémentaire permet de maintenir en permanence la conduction du transistor.

la sortie (figure VI-30). La valeur de cette résistance est telle que le courant dérivé reste très faible devant le débit maximal de l'alimentation.

CHOIX DES COMPOSANTS

La tension de Zener fixe le niveau de sortie souhaité :

$$V_Z = v_S + v_{BE}$$

La résistance R doit permettre de toujours assurer une conduction correcte de la diode Zener. Le cas le plus défavorable correspond à la tension d'entrée minimale et à un courant de base maximal car

$$i_Z = i - i_B$$

On en déduit la valeur maximale autorisée pour R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - V_Z}{I_{Zm} + i_{B\,max}}$$

Le courant de base maximal est obtenu pour le fonctionnement en charge à débit maximal et lorsque le transistor présente une amplification en courant β minimale :

$$i_{B\,max} = \frac{i_{S\,max}}{\beta_{min} + 1}$$

La puissance maximale dans la résistance correspond à la tension d'entrée maximale. On peut alors dimensionner cet élément :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

De même, pour la diode Zener, on a :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{R}$$

Enfin, pour le transistor :

$$P_T \leq P_{TM}$$

$$P_T = (v_{E\,max} - v_S)\, i_{S\,max}$$

En ce qui concerne la tension, le maximum est obtenu pour la plus grande valeur possible de la tension d'entrée. On doit ainsi avoir une tension de claquage entre collecteur et émetteur telle que :

$$V_{(BR)\,CE0} \geq v_{E\,max} - v_S$$

Exemple

On souhaite réaliser un stabilisateur fournissant une tension de 5 V avec un courant débité pouvant varier entre 0 et 150 mA. On dispose au départ d'une tension de 10 V susceptible de subir des écarts inférieurs à 20 %.

On choisit une diode Zener de 5,6 V. On a alors :

$$v_S = 5{,}6 - 0{,}6 = 5 \text{ V}$$

Le transistor doit pouvoir dissiper :

$$P_T = (12 - 5) \times 0{,}15 = 1{,}05 \text{ W}$$

Un petit transistor comme le 2N1711 convient à condition de le munir d'un refroidisseur adéquat : ce composant supporte 0,8 W sans dissipateur et 3W avec un dissipateur suffisant. Pour plus de précisions, on se reportera au chapitre consacré à l'échauffement des composants où le calcul de ce refroidisseur est traité en exemple. La

tension de claquage de ce transistor ne pose pas de problème. En effet, la tension maximale en entrée est de 12 V, ce qui conduit à une tension entre collecteur et émetteur qui ne dépasse pas 7 V. Or, le transistor choisi supporte 50 V. On lit dans la notice du composant les valeurs extrêmes de β :

$$100 \leq \beta \leq 300$$

On peut ainsi calculer le maximum du courant de base :

$$i_{B\,max} = \frac{150}{100+1} = 1{,}49 \text{ mA}$$

Il faut ensuite faire le choix de R :

$$R \leq \frac{8-5{,}6}{(4+1{,}49)10^{-3}} = 437\ \Omega$$

On prend par exemple $R = 390\ \Omega$, 5 %. La puissance de cette résistance est :

$$P_R = \frac{(12-5{,}6)^2}{390} = 0{,}105 \text{ W}$$

Une résistance 1/4 W convient.
La diode Zener doit supporter :

$$P_Z = 5{,}6\frac{12-5{,}6}{390} = 0{,}092 \text{ W}$$

Une puissance de 500 mW est suffisante. On choisit donc une diode Zener BZX55C5V6.

COEFFICIENTS DE STABILISATION

Pour ce calcul, on emploie le schéma équivalent pour les variations tracé à la figure VI-31.

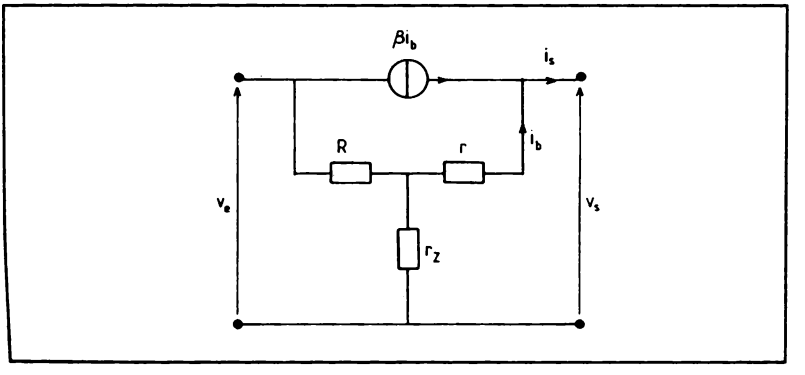


Fig. VI-31 : Schéma équivalent pour les variations.

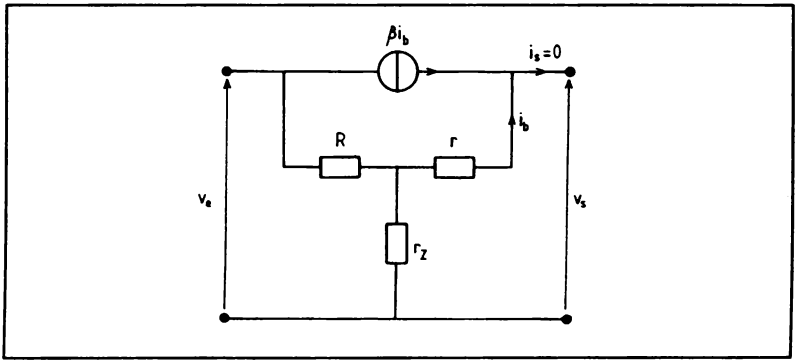


Fig. VI-32 : Schéma pour le calcul de K.

Le facteur de stabilisation est déterminé quand ce circuit est à vide (figure VI-32). On constate immédiatement que :

$$(\beta + 1)\, i_b = 0$$

Le courant i_b est donc nul et il n'y a aucune chute de tension aux bornes de r. Le circuit est donc ramené à un simple diviseur résistif qui donne :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{r_z}{R + r_z}$$

La résistance de sortie est calculée à l'aide du schéma de la figure VI-33 qui se transforme tout de suite comme le montre la figure VI-34. On peut écrire :

$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$

$$i_b = -\frac{u}{r + \dfrac{Rr_z}{R + r_z}}$$

On en déduit :

$$r_s = \frac{1}{\beta + 1}\left(r + \frac{Rr_z}{R + r_z}\right)$$

Compte tenu des ordres de grandeurs habituels, on peut obtenir les formules simplifiées :

$$K \approx \frac{r_z}{R}$$

$$r_s \approx \frac{r}{\beta}$$

La résistance de sortie s'exprime simplement en fonction de la pente g_m du transistor :

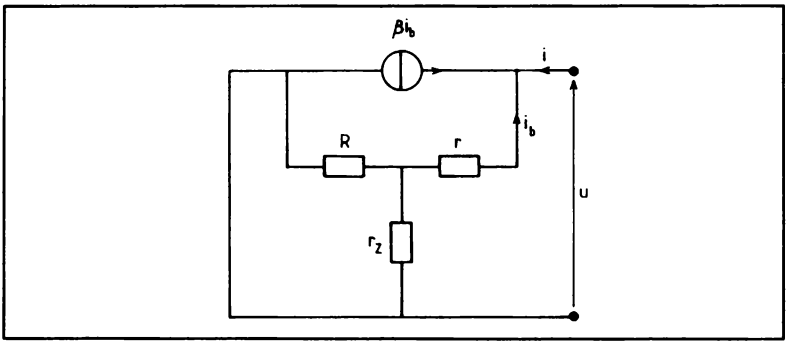


Fig. VI-33 : Schéma pour le calcul de r_s.

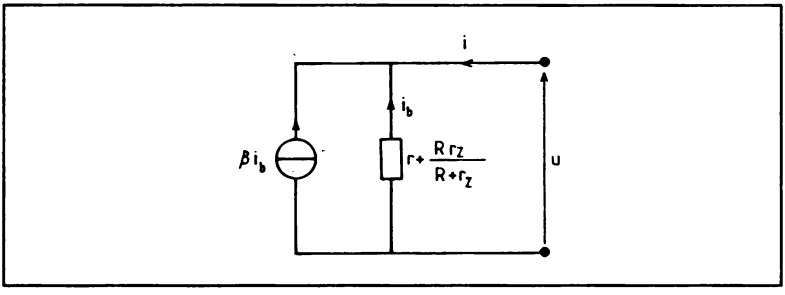


Fig. VI-34 : Transformation du schéma pour le calcul de r_s.

$$r_s \approx \frac{1}{g_m}$$

Or, ce paramètre dépend du point de repos :

$$g_m = \frac{I_C}{U_T}$$

Dans cette formule, I_C est le courant continu de collecteur et U_T est le potentiel thermodynamique qui vaut 26 mV à température ordinaire. On peut finalement écrire :

$$r_s \approx \frac{U_T}{I_C}$$

L'influence de la température sur la tension de sortie provient à la fois de la diode Zener et du transistor :

$$\Delta v_S = \Delta V_z - \Delta v_{BE}$$

Sauf pour les diodes Zener de faible tension, le coefficient de température de V_Z est positif et donc les deux effets s'ajoutent.

AUGMENTATION DE LA PUISSANCE

A diode Zener donnée, le courant maximal de sortie que peut fournir

le stabilisateur dépend du β du transistor. Malheureusement, les transistors de puissance ont un β faible. Pour résoudre ce problème, on peut employer un montage Darlington à la place du transistor comme l'indique la figure VI-35. Cette association de deux

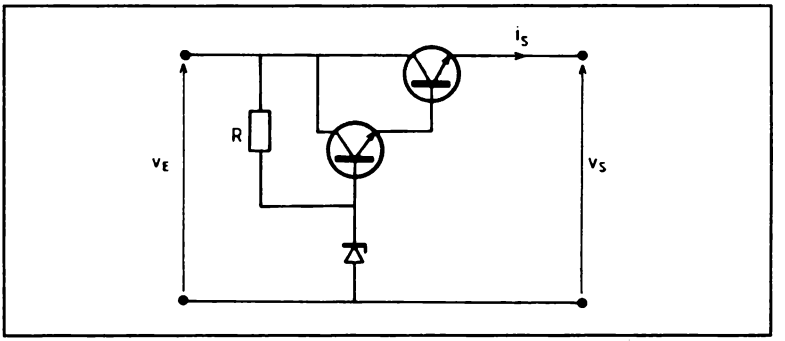


Fig. VI-35 : Un montage Darlington permet d'obtenir un courant de sortie élevé.

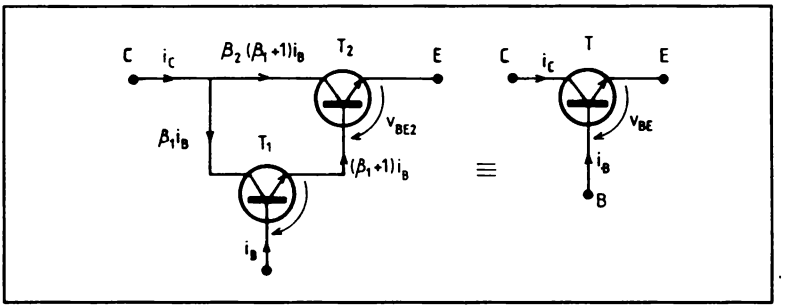


Fig. VI-36 : Equivalence entre un montage Darlington et un transistor.

transistors permet d'obtenir un β élevé. En effet, si β_1 et β_2 sont les amplifications en courant des transistors T_1 et T_2 (figure VI-36), on a :

$$\beta = \beta_1 \beta_2 + \beta_1 + \beta_2 \ ;$$

Comme β_1 et β_2 sont nettement supérieurs à 1 (sauf pour les transistors de très forte puissance), on peut écrire de manière approchée :

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

Par contre, le transistor équivalent à l'association a une tension base-émetteur plus élevée, de l'ordre de 1,2 à 1,4 V puisque :

$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

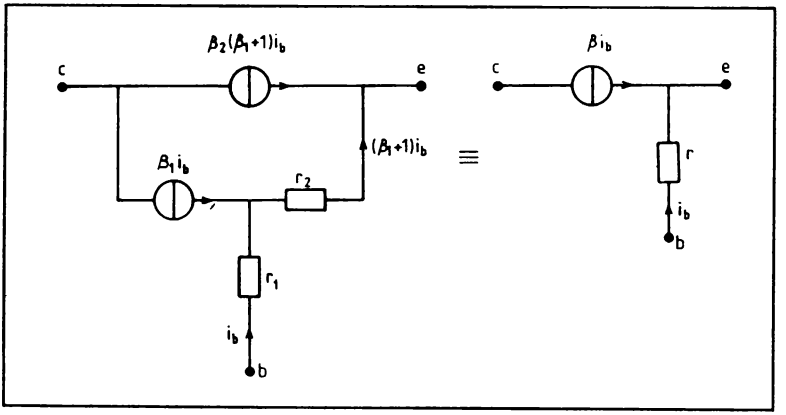


Fig. VI-37 : Modèles pour les variations d'un montage Darlington.

On peut aussi établir un modèle équivalent pour les variations (figure VI-37). On a, en faisant l'approximation de négliger 1 devant β_1 et β_2 :

$$r = r_1 + \beta_1 r_2$$

Compte tenu de l'augmentation de β, on pourrait penser améliorer les performances de stabilisation du montage, mais il n'en est rien. En effet, le facteur de stabilisation amont est toujours le même et la résistance de sortie s'écrit :

$$r_s \approx \frac{r_1 + \beta_1 r_2}{\beta_1 \beta_2}$$

Compte tenu des ordres de grandeur, on a :

$$r_s \approx \frac{r_2}{\beta_2}$$

Il s'agit donc de la même expression que pour un transistor seul.

AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Les performances du stabilisateur série sont assez moyennes : le facteur de stabilisation amont a même expression que pour le montage à diode Zener seule, la résistance de sortie est un peu améliorée et le comportement en température est médiocre. De plus, en cas de court-circuit de la charge, le transistor sera détruit. Il est donc nécessaire de prévoir une protection par limitation d'intensité. Malgré ces défauts, le stabilisateur série est souvent préféré au montage parallèle car il permet d'obtenir des courants de sortie variables dans une plage étendue tout en conservant un rendement raisonnable. On peut ainsi délivrer plusieurs ampères à la charge en utilisant un montage Darlington. Lorsqu'il est nécessaire de disposer de performances supérieures, on fait appel à un montage régulateur.

REGULATEURS DE TENSION LINEAIRES

Quand on souhaite une bonne stabilisation de la tension continue malgré des variations de charge importantes, il faut faire appel à un véritable système bouclé : le régulateur. Si le rendement du montage n'est pas une caractéristique déterminante, la solution la plus simple est d'utiliser des composants fonctionnant en régime linéaire. De multiples versions de régulateurs linéaires intégrés existent sur le marché.

REGULATEUR A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

PRINCIPE

Un régulateur de tension du type série est constitué d'un élément de réglage (un transistor) branché en série avec la charge, d'une référence de tension (par exemple à base de diode Zener) et d'un amplificateur de différence qui compare la tension de sortie (ou une fraction de celle-ci) à la tension de référence et commande le transistor. La façon la plus simple de réaliser l'amplificateur est d'utiliser un amplificateur opérationnel. Le schéma de base est celui de la figure VII-1. L'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire puisqu'il possède une contre-réaction par l'intermédiaire de R_1 et R_2. Si ce circuit intégré est idéalisé, les tensions présentes sur ses deux entrées sont égales. Comme il n'y aucun courant dans ces entrées, on peut écrire :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \, v_S = V_r$$

Donc :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \, V_r$$

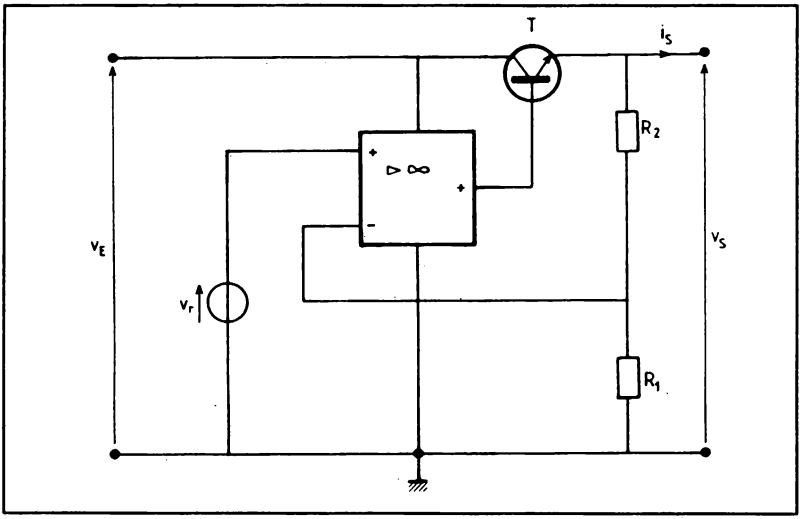


Fig. VII-1 : Schéma de principe du régulateur série à amplificateur opérationnel.

On constate que, avec les hypothèses faites, la tension de sortie ne dépend ni de la tension d'entrée, ni du courant de sortie. Une légère influence de ces grandeurs ne proviendra que des imperfections des composants. Une autre façon de voir le montage est de le considérer comme un amplificateur opérationnel de puissance en incluant le transistor, alimenté par la tension continue v_E et bouclé en

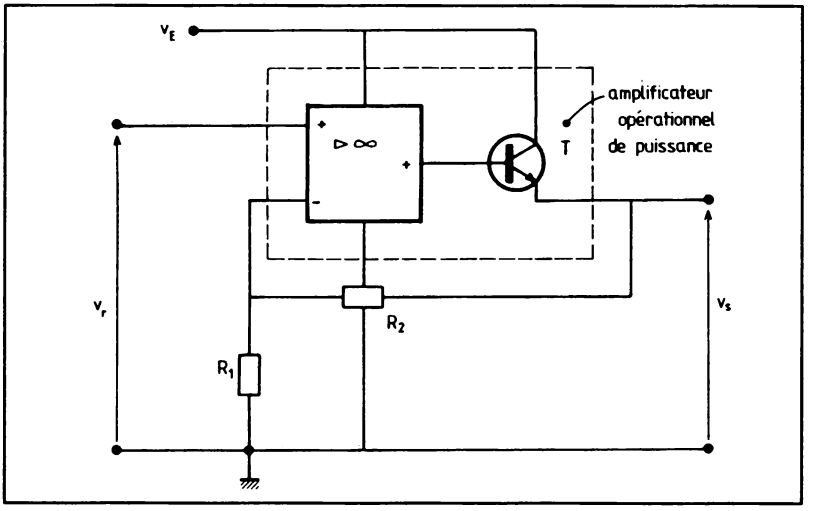


Fig. VII-2 : Régulateur considéré comme un amplificateur.

amplificateur non inverseur avec V_r comme tension d'entrée. On peut ainsi dessiner le schéma différemment comme le montre la figure VII-2. La relation établie entre v_S et V_r est bien celle qui caractérise un amplificateur non inverseur. Il est d'ailleurs possible de se passer du transistor si le courant demandé n'excède pas les possibilités du circuit intégré. On dispose d'amplificateurs opérationnels de puissance qui peuvent fournir plusieurs ampères et qui sont donc adaptés à cet usage.

COEFFICIENTS DE REGULATION

Comme on l'a signalé précédemment, la qualité de la régulation dépend des imperfections des composants (amplificateur opérationnel, référence et transistor). La solution la plus simple pour réaliser la référence consiste à utiliser une diode Zener polarisée par une résistance (figure VII-3). Pour chiffrer les coefficients de

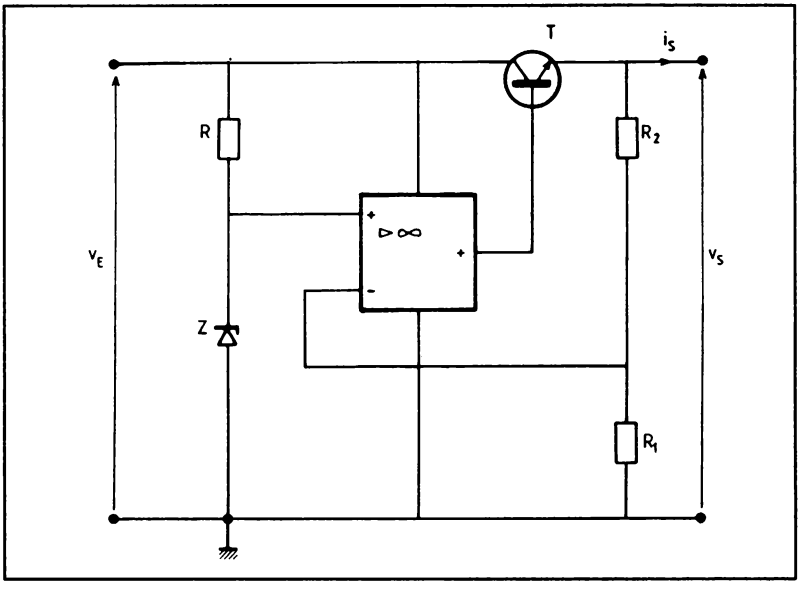


Fig. VII-3 : Régulateur utilisant une diode Zener pour la référence.

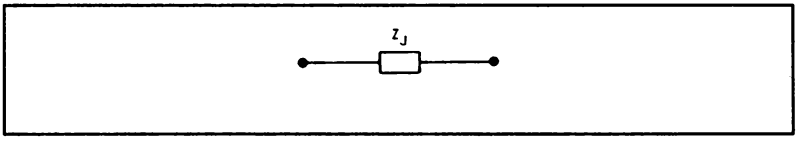


Fig. VII-4 : Modèle de la diode Zener pour les variations.

régulation, on définit un modèle pour les variations correspondant à la diode Zener (figure VII-4), au transistor (figure VII-5) et à l'amplificateur opérationnel (figure VII-6). On ne tient pas compte

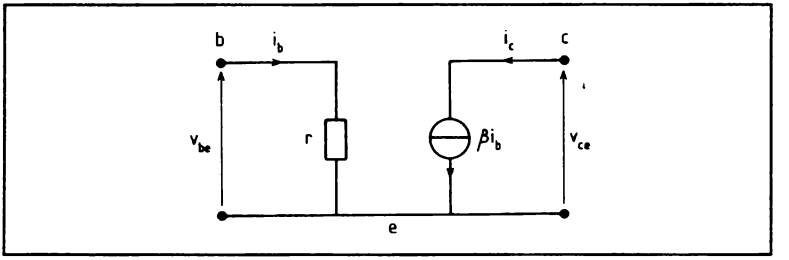


Fig. VII-5 : Modèle du transistor pour les variations.

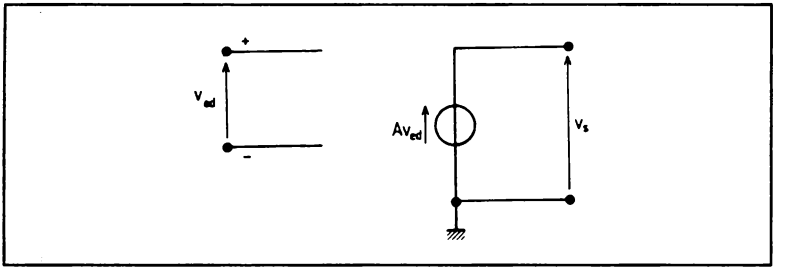


Fig. VII-6 : Modèle de l'amplificateur opérationnel pour les variations.

de la résistance d'entrée de ce circuit intégré car celle-ci se trouve placée en parallèle de résistances beaucoup plus faibles. On trace alors le schéma équivalent au régulateur pour les variations (figure VII-7). Le calcul du facteur de régulation amont se fait avec un

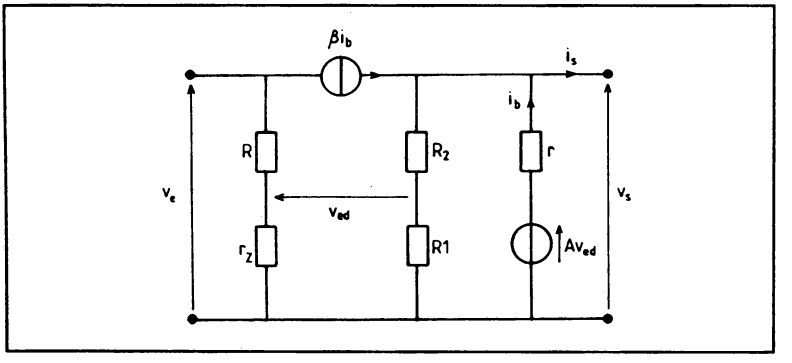


Fig. VII-7 : Schéma équivalent au régulateur pour les variations.

courant débité constant. Le schéma équivalent est alors à vide. Les résistances R_1 et R_2 sont choisies de telle façon que le courant dérivé soit négligeable. On peut donc écrire :

$$v_{ed} = \frac{r_z}{R + r_Z} v_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s$$

$$(\beta + 1)\, i_b = 0 \qquad \text{donc} \qquad i_b = 0$$

$$v_s = A\, v_{ed}$$

Pour alléger l'écriture, on pose :

$$a = \frac{r_z}{R + r_Z} \qquad \text{et} \qquad b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Après élimination de v_{ed} , on obtient :

$$v_s = A(av_e - bv_s)$$

Le facteur de régulation amont est donc :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{Aa}{1 + Ab}$$

L'amplification A de l'amplificateur opérationnel étant très élevée (200 000 en valeur typique pour le 741 aux très basses fréquences), le produit Ab est toujours grand devant 1. On en déduit :

$$K \approx \frac{a}{b} = \frac{r_Z}{R + r_7} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

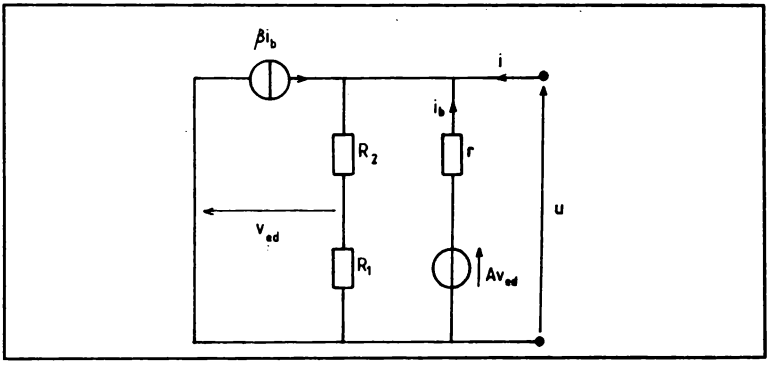


Fig. VII-8 : Schéma pour le calcul de r_s.

Le calcul de la résistance de sortie se fait à tension d'entrée constante. L'entrée du schéma pour les variations est donc court-circuitée (figure VII-8). On applique une tension u en sortie. On a alors :

$$v_{ed} = -bu$$

$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$

$$u = Av_{ed} - ri_b$$

L'élimination de v_{ed} et de i_b conduit à la relation :

$$u = -Abu + \frac{r}{\beta + 1} i$$

La résistance de sortie est donc :

$$r_s = \frac{u}{i} = \frac{r}{(\beta + 1)Ab}$$

Comme β est grand devant 1, on a :

$$r_s \approx \frac{r}{\beta Ab} = \frac{r}{\beta A} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

On peut aussi exprimer le résultat en fonction de la pente g_m du transistor :

$$r_s \approx \frac{1}{g_m Ab} = \frac{1}{g_m A} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Cette résistance n'est pas constante car la pente dépend du courant dans le transistor. Toutefois, compte tenu de l'ordre de grandeur de A, la valeur obtenue est toujours très faible. La sortie du régulateur est proche du générateur idéal de tension.

Remarque

On n'a pas pris en compte la résistance de sortie propre de l'amplificateur opérationnel dans son modèle car son influence est faible devant celle de r qui est en série. Cependant, si l'on veut être plus précis, il suffit d'ajouter à r la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel dans les résultats. Il est également possible de tenir compte de la résistance de sortie du transistor, mais le calcul est un peu plus compliqué. Ces défauts du second ordre ne modifient pas les conclusions du calcul.

REGLAGE DE LA TENSION

Une première solution pour faire varier la tension de sortie est de remplacer les résistances R_1 et R_2 par un diviseur potentiométrique (figure VII-9). Le choix de la résistance fixe et du potentiomètre impose l'étendue du réglage. Lorsque le curseur est à l'extrémité reliée à la sortie, on a :

$$v_S = V_Z$$

Quand ce curseur se trouve à l'extrémité connectée à la résistance talon, on obtient :

$$v_S = (1 + \frac{P}{R_T}) V_Z$$

On arrive donc à une variation de la tension de sortie entre V_Z et un maximum qui dépend de la tension de saturation de l'amplificateur

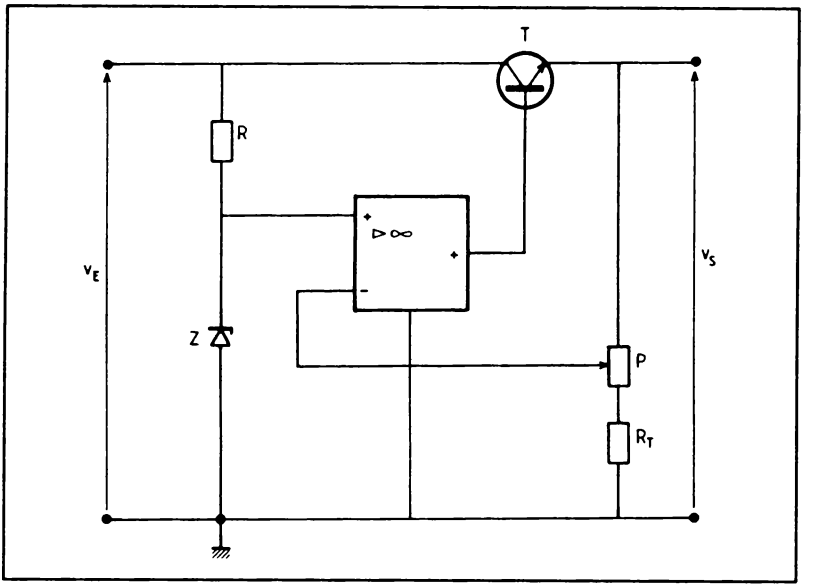


Fig. VII-9 : Réglage de la tension par un diviseur potentiométrique en sortie.

opérationnel. La résistance talon R_T est indispensable pour limiter le réglage afin de maintenir un fonctionnement linéaire du circuit. L'avantage de ce mode de réglage est que la source de référence ne débite pratiquement aucun courant puisqu'elle est chargée par l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Pour étendre les possibilités de variations et atteindre des valeurs inférieures à V_Z, on peut faire appel au circuit de la figure VII-10. Un potentiomètre branché aux bornes de la diode Zener permet de faire varier la tension de référence. Lorsque le curseur est à la masse, on a :

$$V_r = 0$$

Lorsque le curseur est à l'autre extrémité, on obtient :

$$V_r = V_Z$$

L'inconvénient de cette solution est que le stabilisateur à diode Zener fournit le courant nécessaire au potentiomètre. On a alors intérêt à choisir une résistance élevée pour cet élément, mais en se limitant de telle façon que le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel n'ait pas une influence excessive.

L'étendue des variations ne peut pas dépasser une plage fixée par les tensions de saturation de l'amplificateur opérationnel. En effet, la tension de sortie du montage est égale à la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel, v'_S, diminuée de la différence de potentiel v_{BE} entre base et émetteur du transistor :

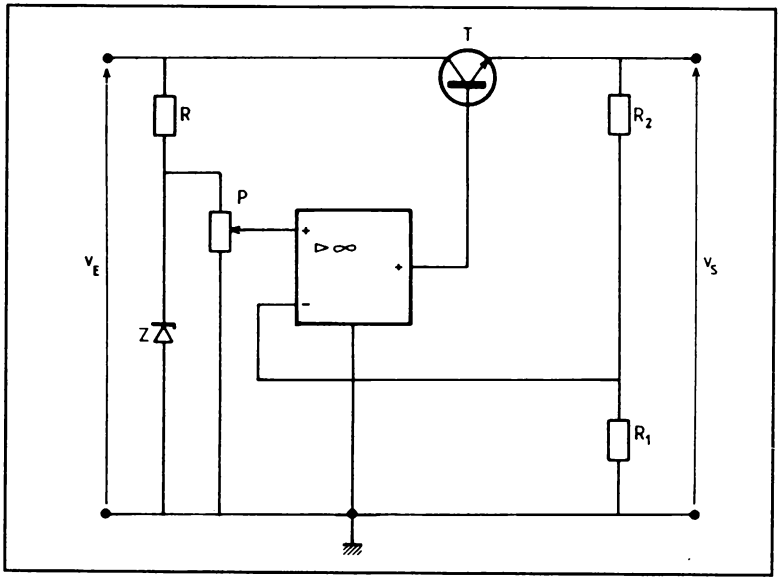


Fig. VII-10 : Réglage de la tension par un potentiomètre sur la référence.

$$v_S = v'_S - v_{BE}$$

Or la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est limitée par les tensions de saturation qui dépendent elles-mêmes de l'alimentation du circuit intégré. Pour les amplificateurs opérationnels courants, la saturation apparaît pour une tension de l'ordre de 2 V au-dessus de l'alimentation inférieure et 2 V au-dessous de l'alimentation supérieure. Comme on utilise ici une alimentation simple v_E , la tension v'_S ne peut être comprise qu'entre 2 V et v_E diminuée de 2 V. Il en résulte qu'on n'atteint pas une tension nulle en sorite du montage. Pour cela, il faudrait utiliser une alimentation négative auxiliaire pour le circuit intégré. Une meilleure méthode consiste à faire appel à un amplificateur opérationnel conçu pour le fonctionnement en alimentation simple (comme le LM324). La tension de saturation basse est alors pratiquement égale à zéro. Si l'on désire élargir la plage de réglage aussi bien vers le haut que vers le bas, il faut employer un circuit intégré à étage de sortie CMOS (comme le CA3160).

AUGMENTATION DU COURANT DE SORTIE

La version de base du régulateur à amplificateur opérationnel ne permet pas de fournir un courant de sortie supérieur à quelques centaines de milliampères. En effet, le courant de base du transistor est limité par l'amplificateur opérationnel : les modèles courants

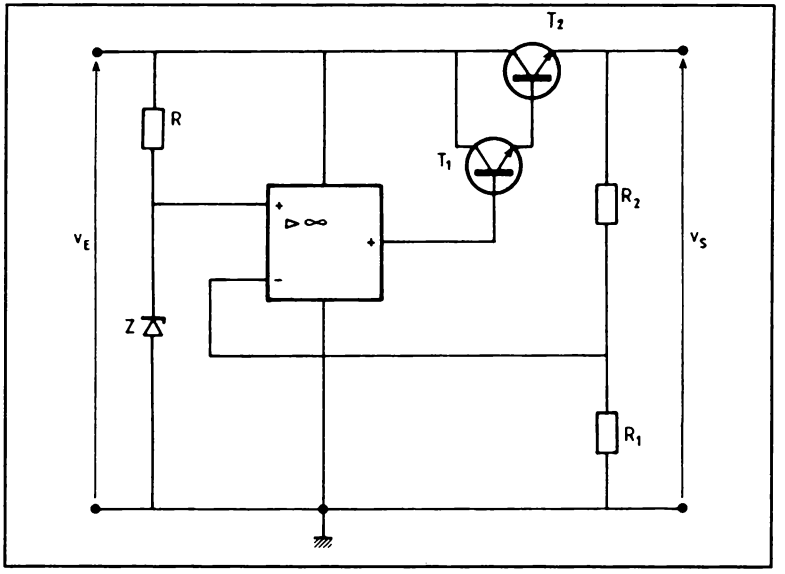


Fig. VII-11 : Augmentation du courant de sortie par un montage Darlington.

fournissent une intensité maximale de 10 à 30 mA. Le courant de sortie limite est obtenu en multipliant cette intensité maximale par l'amplification en courant β du transistor. Pour les petites puissances β est souvent de l'ordre de plusieurs centaines, mais pour des puissances plus élevées, sa valeur tombe à quelques dizaines. Ainsi, quand on souhaite obtenir un courant important, il est difficile de trouver un transistor ayant un β suffisant pour respecter la limitation de courant du circuit intégré. On fait alors appel à un montage Darlington pour remplacer le simple transistor (figure VII-11). Si β_1 et β_2 sont les amplifications en courant des transistors T_1 et T_2, on obtient pour leur association :

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

Le courant demandé à l'amplificateur opérationnel est ainsi nettement plus raisonnable. Le montage Darlington peut être réalisé avec deux transistors discrets, mais on le trouve aussi souvent sous forme intégrée.

REGULATEUR DOUBLE

On a souvent besoin de sources de tension symétriques. Elles peuvent être facilement réalisées en ajoutant un amplificateur inverseur au régulateur étudié plus haut. On obtient ainsi une tension négative asservie à la tension positive. Le montage est représenté à la figure

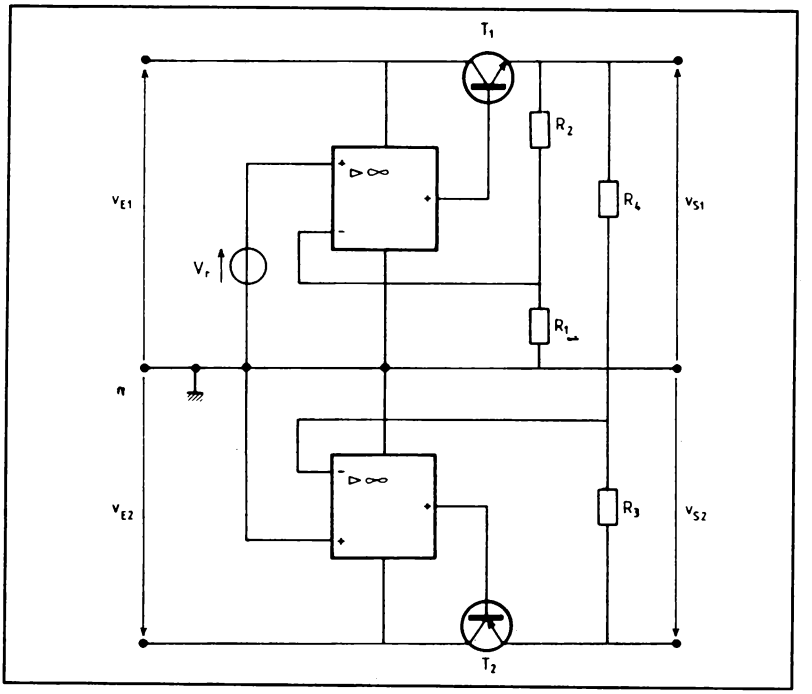


Fig. VII-12 : Régulateur délivrant des tensions symétriques.

VII-12. Le diviseur résistif R_1, R_2 permet de fixer la valeur de la tension positive tandis que R_3 et R_4 fixent le rapport entre les deux tensions.

INFLUENCE DES IMPERFECTIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Le régulateur de tension pouvant être considéré comme un amplificateur de la tension de référence, l'étude des conséquences des défauts de l'amplificateur opérationnel donne des résultats identiques à ceux qu'on peut obtenir avec un simple amplificateur. Il faut toutefois tenir compte du fait que l'alimentation est en général unique. Les démonstrations nécessaires ayant été faites dans un autre ouvrage de la collection (1), on se contente ici de rappeler les résultats utiles.

TENSION DE DECALAGE

Cette petite tension continue V_d (2 mV en valeur typique pour un 741) présente entre les deux entrées entraîne une erreur en sortie :

(1) Pierre Mayé : « L'amplificateur opérationnel (son utilisation et sa pratique) » - Editions Fréquences.

$$v_S = -(1 + \frac{R_2}{R_1})\, V_d$$

Beaucoup d'amplificateurs opérationnels possèdent des bornes où l'on peut connecter un potentiomètre qui permet de minimiser l'effet de ce décalage sur la tension de sortie. Le problème est que la tension de décalage varie avec la température. Le réglage n'est donc jamais parfait. Comme l'amplificateur opérationnel utilisé dans un régulateur débite un courant de sortie non négligeable, il s'échauffe et sa tension de décalage dérive. Si ce défaut est important, il faut employer des circuits intégrés optimisés pour ce paramètre (faible décalage et faible dérive).

COURANTS DE POLARISATION

Ces petits courants (80 nA en valeur typique pour un 741) entraînent une chute de tension dans les résistances du montage et donc une erreur en sortie. Pour le régulateur étudié, seul le courant I^-_p dans l'entrée − influe puisque l'entrée + est attaquée par une source de tension. L'erreur due à ce défaut considéré isolément est :

$$v_s = R_2 I^-_p$$

Pour minimiser l'effet des courants de polarisation, il faut faire en sorte que les résistances vues de chaque entrée de l'amplificateur opérationnel soient identiques. Pour cela, il faut ajouter dans le montage considéré une résistance entre la source de référence et l'entrée + de l'amplificateur opérationnel. Sa valeur doit être telle que :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

L'erreur n'est pas tout à fait annulée, car il subsiste l'influence de l'écart entre les courants de polarisation des deux entrées (courant de décalage). De plus, les courants de polarisation varient avec la température.

MODE COMMUN

La sortie d'un amplificateur opérationnel est sensible essentiellement à la tension différentielle d'entrée v_{Ed}, mais aussi à la tension de mode commun v_{Ec}, c'est-à-dire la tension moyenne entre les deux entrées. L'amplification correspondante A_c est très faible. L'erreur apportée est :

$$v_S = A_C\, v_{Ec}$$

Lorsque l'amplificateur opérationnel est utilisé avec une alimentation unique, les tensions doivent être comptées par rapport à la moitié de la tension d'alimentation. On a donc ici une tension de mode commun égale à :

$$v_{Ec} = V_r - \frac{v_E}{2}$$

L'erreur qui en résulte sur la sortie est :

$$v_s = A_c(V_r - \frac{v_E}{2})$$

Un bon amplificateur de différence doit éliminer le plus possible l'influence du mode commun. Cette qualité se chiffre par le taux de rejet du mode commun :

$$k = 20 \lg \frac{A_d}{A_c}$$

Il vaut 90 dB en valeur typique pour le 741.

CHOIX DES COMPOSANTS

Pour une sortie fixe, la tension est déterminée par la valeur de la tension V_Z et des résistances R_1 et R_2. Si le niveau désiré correspond directement à la tension nominale d'une diode Zener disponible, on peut monter l'amplificateur opérationnel en suiveur, c'est-à-dire omettre R_1 et remplacer R_2 par un court-circuit. Sinon, il faut choisir un ensemble de valeurs cohérentes pour les trois paramètres. Il suffit de faire en sorte que le courant dérivé dans le pont R_1, R_2 reste négligeable devant l'intensité dans la charge. Pour une sortie variable, il faut faire un choix de la diode Zener, du potentiomètre et des résistances pour couvrir la plage souhaitée. Les limites devront correspondre à un bon fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Pour un modèle ordinaire (par exemple un 741), la tension ne peut pas descendre au-dessous d'environ 2 V et ne peut pas monter au-delà d'environ 3 V au-dessous de la tension d'entrée. Quand la tension d'entrée est fournie par un redresseur avec filtre capacitif, il faut considérer le minimum $v_{E\ min}$ de cette tension (à cause de l'ondulation). Il faut évidemment aussi que la valeur maximale $v_{E\ max}$ ne dépasse pas la limite absolue fixée par l'amplificateur opérationnel (36 V pour 741). Le transistor doit avoir une amplification en courant suffisante pour que le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel reste toujours inférieur à sa valeur de limitation I_M. Le cas le plus défavorable se produit lorsque l'intensité débitée est maximale :

$$\beta \geq \frac{i_{S\ max}}{I_M}$$

Le transistor doit pouvoir supporter le courant maximal de sortie, la chute de tension maximale entre entrée et sortie et dissiper la puissance correspondante :

$$I_{CM} \geq i_{S\ max}$$

$$V_{CEM} \geq v_{E\ max} - v_{S\ min}$$

$$P_{TM} \geq (v_{E\ moy} - v_{S\ min})\ i_{S\ max}$$

Enfin, la source de référence se calcule comme les stabilisateurs étudiés précédemment. Le courant à travers la diode Zener doit être suffisant pour que le point de fonctionnement se trouve dans la zone de stabilisation :

$$i_Z \geq I_{Zm}$$

On en déduit le maximum de R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - V_Z}{I_{Zm}}$$

D'autre part, on doit respecter la limite de puissance :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{R}$$

Une fois choisie la valeur de R compte tenu des deux conditions précédentes, il faut vérifier sa dissipation :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

Exemple

On désire réaliser un régulateur délivrant une tension pouvant varier entre 6 et 12 V à une utilisation qui consomme un courant compris entre 0 et 100 mA. Le redresseur avec filtre capacitif branché à l'entrée fournit une tension moyenne de 20 V avec une ondulation crête à crête de 20 %.

On choisit le circuit de la figure VII-9. La tension minimale de sortie correspond à la valeur nominale de la Zener. On prend donc :

$$V_Z = 5{,}6 \text{ V} \qquad (5\ \%)$$

Dans le cas le plus défavorable (maximum de V_Z), on peut bien descendre au-dessous de 6 V (5,88 V). La tension maximale donne une condition sur P et R_T. Le rapport de ces deux résistances doit être au moins égal à :

$$\frac{P}{R_T} = \frac{v_{S\,max}}{V_Z} - 1$$

Soit :

$$\frac{P}{R_T} = \frac{12}{5{,}6} - 1 = 1{,}14$$

On choisit :

$$P = 4{,}7 \text{ k}\Omega \qquad (10\ \%)$$

$$R_T = 2{,}7 \text{ k}\Omega \qquad (5\ \%)$$

On atteint bien la valeur de 12 V puisque la tension maximale est, dans le cas le plus défavorable (V_Z minimal) :

$$v_{S\,max} = (1 + \frac{4{,}7 \times 0{,}9}{2{,}7 \times 1{,}05}) \times 5{,}6 \times 0{,}95 = 13{,}2 \text{ V}$$

Le courant dérivé dans le pont n'est pas excessif puisqu'il varie entre 0,81 et 1,62 mA suivant la tension de sortie choisie.
L'amplificateur opérationnel peut être un 741. La tension maximale d'entrée (22 V) est bien inférieure à la limite autorisée par ce composant. De plus, l'écart entre les valeurs extrêmes de réglage et les tensions d'alimentation fait que n'importe quel modèle d'amplificateur opérationnel peut donner satisfaction. En prenant un courant de sortie inférieur à 10 mA, que tout 741 peut fournir sans problème, l'amplification en courant minimale pour le transistor est :

$$\beta_{\,min} = \frac{100}{10} = 10$$

Tous les petits transistors respectent cette condition. Le courant de collecteur maximal est de 100 mA, la tension maximale entre collecteur et émetteur est :

$$v_{CE\,max} = 22 - 6 = 16 \text{ V}$$

La puissance dissipée dans le cas le plus défavorable est :

$$P_T = (20 - 6) \times 0{,}1 = 1{,}4 \text{ W}$$

Un transistor du type 2N1711 muni d'un dissipateur adéquat peut convenir (il supporte 1 A, 50 V et 3 W).

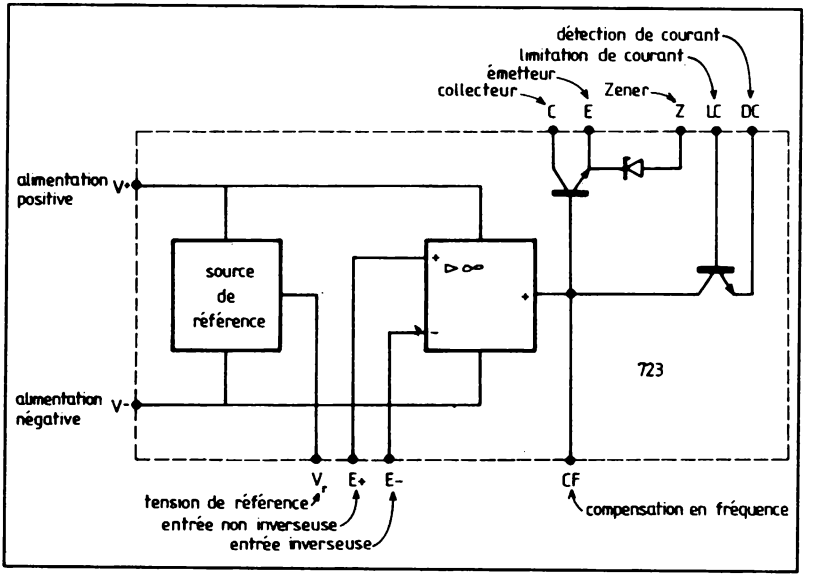


Fig. VII-13 : Schéma fonctionnel du régulateur intégré 723.

La valeur minimale du courant dans la diode Zener est de l'ordre de quelques milliampères. En prenant 5 mA, on obtient comme maximum pour la résistance :

$$R_{max} = \frac{18 - 5{,}6}{5} = 2{,}48 \text{ k}\Omega$$

On choisit une résistance de 1,8 kΩ dans la série à 5 %. La puissance maximale dissipée dans la diode Zener est :

$$P_Z = 5{,}6\frac{22 - 5{,}6}{1{,}8} = 51 \text{ mW}$$

Une petite diode Zener 400 ou 500 mW convient. La puissance dissipée dans la résistance de polarisation vaut :

$$P_R = \frac{(22 - 5{,}6)^2}{1{,}8} = 149 \text{ mW}$$

Une résistance ordinaire 1/4 W est suffisante.
L'inconvénient de ce circuit est qu'il n'est pas protégé contre les courts-circuits en sortie. Il est donc nécessaire de le compléter par un limiteur de courant (voir chapitre 11).

REGULATEUR INTEGRE A USAGES MULTIPLES

L'utilisation de régulateurs de tension dans de nombreux montages électroniques a conduit à l'intégration de cette fonction dès que la technologie le permit. La première génération de régulateurs intégrés reprend les concepts étudiés au paragraphe précédent, les différentes parties du circuit étant indépendantes et pouvant être connectées par l'utilisateur. Le principal composant de ce type est le μA723 introduit en 1968 par Fairchild. Malgré son âge (canonique pour un circuit intégré...), ce régulateur est encore parfois utilisé aujourd'hui. Sa souplesse d'emploi explique sa durée de vie exceptionnelle. Il est

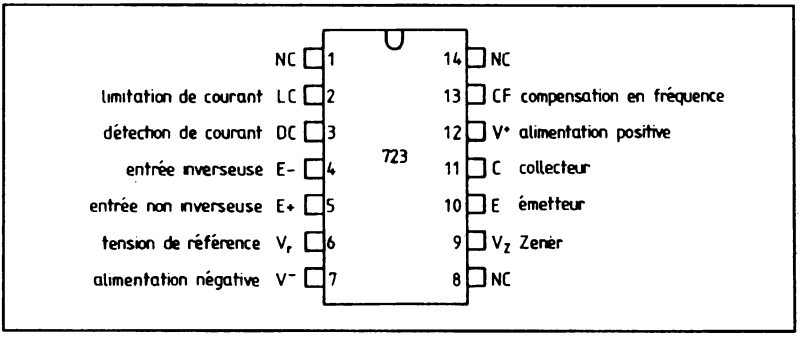


Fig. VII-14 : Brochage du régulateur 723.

Paramètre	Valeur	Unité
Tension continue entre V^+ et V^-	40	V
Tension impulsionnelle entre V^+ et V^- (durée 50 ms)	50	V
Tension entre entrée et sortie	40	V
Tension appliquée à une entrée de l'amplificateur	8,5	V
Tension différentielle d'entrée de l'amplificateur	5	V
Courant dans la diode Zener	25	mA
Courant dans la source de référence	15	mA
Puissance dissipée (à 25° C) (boîtier DIL)	900	mW

Tableau VII-1 : Limites absolues pour le régulateur 723.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Régulation de ligne	$12V \leq v_E \leq 40V$		0,1	0,5	%
	$12V \leq v_E \leq 15V$		0,01	0,1	%
	$12V \leq v_E \leq 15V$, $0 \leq \theta_a \leq 70°C$			0,3	%
Régulation de charge	$1mA \leq i_S \leq 50mA$		0,03	0,2	%
	$1mA \leq i_S \leq 50mA$, $0 \leq \theta_a \leq 70°C$			0,6	%
Taux de rejet de l'ondulation	$50Hz \leq f \leq 10kHz$		74		dB
	$50Hz \leq f \leq 10kHz$ avec $C = 4,7\mu F$		86		dB
Gamme des tensions d'entrée		9,5		40	V
Gamme des tensions de sortie		2		37	V
Tension entre entrée et sortie		3		38	V
Tension de référence		6,8	7,15	7,5	V
Courant de repos	$v_E = 30V$ $i_S = 0$		1,7	4	mA
Coefficient de température	$0 \leq \theta_a \leq 70°C$		3.10^{-5}	$1,5.10^{-4}$	$°C^{-1}$

Tableau VII-2 : Caractéristiques essentielles du régulateur 723 (sauf spécifications contraires, $\theta_a = 25°C$; $v_E = V^+ = 12$ V ; $V^- = 0$; $v_S = 5$ V ; $i_S = 1$ mA ; $R_1 = 0$; $\gamma = 100$ pF).

disponible chez la plupart des constructeurs sous des appellations voisines : LM723 chez National Semiconductor, CA723 chez RCA, MC1723 chez Motorola, RC723 chez Raytheon...

CARACTERISTIQUES

Le schéma fonctionnel du circuit est donné à la figure VII-13. On y distingue une source de référence (valeur typique 7,15 V), un amplificateur d'erreur, un transistor et un limiteur de courant. Le brochage est indiqué à la figure VII-14. Les limites absolues du circuit apparaissent dans le tableau VII-1 et quelques caractéristiques électriques sont données dans le tableau VII-2.

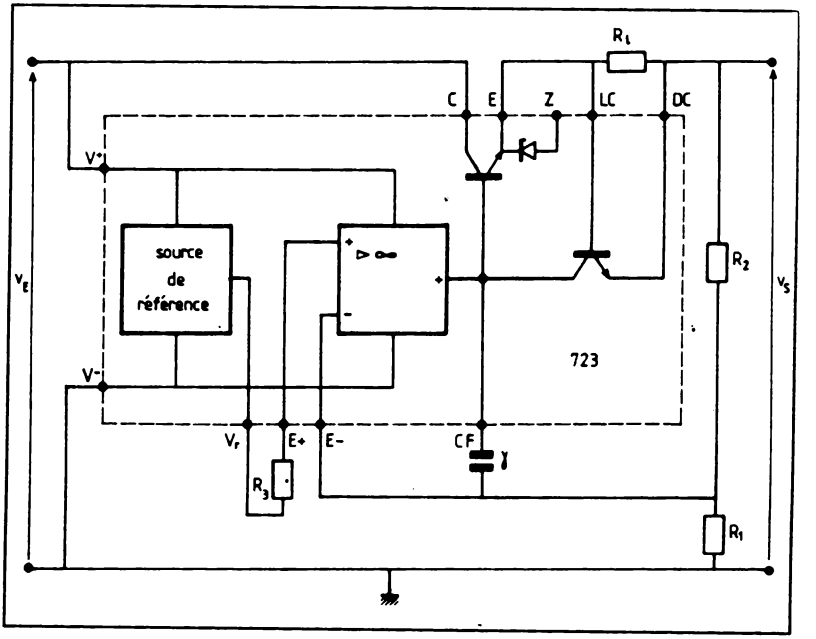


Fig. VII-15 : Régulateur série pour une tension de sortie supérieure à la référence.

REGULATEUR SERIE

En connectant les divers éléments internes, on reconstitue facilement le schéma du régulateur étudié au paragraphe précédent. Comme la référence est fixée, le diviseur résistif est branché différemment suivant que la tension de sortie désirée est supérieure ou inférieure à la tension de référence. Les deux cas correspondent respectivement aux schémas des figures VII-15 et VII-16. La résistance R_3 minimise les effets des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel et donc de leur dérive. Elle peut être omise (c'est-à-dire remplacée par un court-circuit) lorsqu'une grande précision n'est pas demandée. γ est un condensateur de compensation dont la capacité est comprise entre 100 pF et 500 pF. Pour le montage délivrant une tension supérieure à la référence, on a :

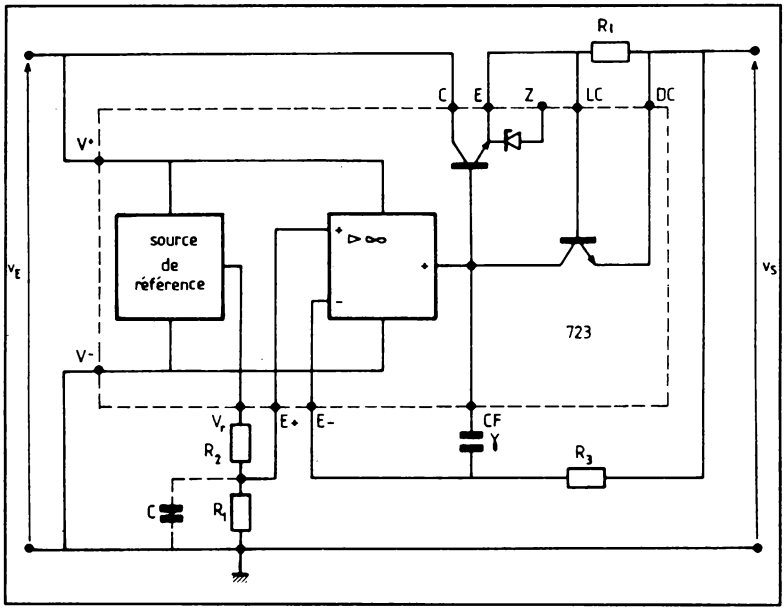


Fig. VII-16 : Régulateur série pour une tension de sortie inférieure à la référence.

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_r$$

Pour l'autre circuit, qui fournit une tension inférieure à la référence, on obtient :

$$v_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r$$

Pour obtenir une tension de sortie donnée, il faut imposer le rapport des deux résistances du pont diviseur. Dans le premier cas :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

Pour le second montage :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_r}{v_S} - 1$$

De nombreux choix sont alors possibles pour R_1 et R_2. Il suffit que le courant soit assez faible pour ne pas charger excessivement la sortie, mais qu'il soit assez élevé pour que l'influence des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel soit minime. On impose en général une intensité de l'ordre de 1 mA dans le diviseur résistif. Le condensateur C (en pointillés sur la figure VII-16) permet de réduire le bruit en sortie. Une capacité de quelques microfarads convient.

La valeur à donner à R_3 est, dans les deux montages :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

La résistance R_l fixe l'intensité de limitation I_l du régulateur. Sa valeur est donnée par la formule :

$$R_l = \frac{V_l}{I_l} \qquad \text{avec } V_l = 0{,}65 \text{ V}$$

Il est possible de faire varier la tension de sortie en remplaçant le diviseur résistif fixe par un potentiomètre associé à des résistances de butée. Quand on veut que la plage de réglage contienne la valeur de la tension de référence, il faut combiner les deux montages précédents : un diviseur fixe pour abaisser la tension appliquée à l'entrée non inverseuse et un diviseur potentiométrique en sortie pour le réglage

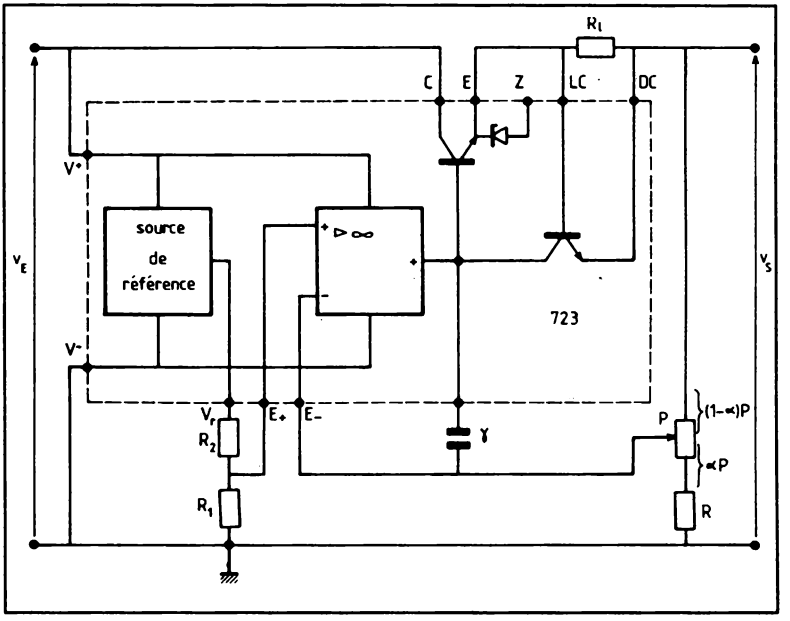


Fig. VII-17 : Réglage de la tension de sortie.

(figure VII-17). La tension de sortie vaut :

$$v_s = \frac{R + P}{R + \alpha P} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r$$

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension fixe de 6 V à partir d'un redresseur muni d'un filtre qui fournit une tension de

12 V avec une ondulation crête à crête de 20 %. Le courant débité par le régulateur doit être limité à 50 mA.
La tension de sortie désirée étant inférieure à la référence, on emploie le schéma de la figure VII-16. On respecte bien les conditions de fonctionnement du circuit intégré (tension d'entrée, chute de tension entre entrée et sortie, dissipation). Le rapport des deux résistances du pont diviseur doit valoir :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{7{,}15}{6} - 1 = 0{,}192$$

Pour avoir une tension de sortie aussi proche que possible de 6 V, on choisit des résistances de précision dans la série E96 (tolérance 1 %) :

$$R_1 = 6{,}04\ \text{k}\Omega \qquad R_2 = 1{,}15\ \text{k}\Omega$$

Le courant dans le pont est un peu inférieur au milliampère :

$$I_p = \frac{6}{6{,}04 + 1{,}15} = 0{,}834\ \text{mA}$$

La résistance de compensation des effets des courants de polarisation doit être :

$$R_3 = \frac{6{,}04 \times 1{,}15}{6{,}04 + 1{,}15} = 0{,}966\ \text{k}\Omega$$

On prend une résistance de 1 kΩ dans la série E24 (5 %), une grande précision étant inutile pour cet élément.
La résistance de limitation du courant vaut :

$$R_l = \frac{0{,}65}{50.10^{-3}} = 13\ \Omega$$

On choisit donc une résistance de 13 Ω dans la série E96 (1 %). Enfin pour la capacité de compensation γ, le constructeur conseille la valeur de 100 pF. On choisit un condensateur céramique ordinaire 100 pF, 10 %.

AUGMENTATION DU COURANT DE SORTIE

Le transistor interne du régulateur intégré 723 peut supporter un courant maximum de 150 mA. En réalité, la limite est souvent inférieure car elle est fixée par la dissipation du composant (800 mW à 25°C). La puissance s'exprime par :

$$P = (v_E - v_S)\, i_S$$

L'intensité maximale dépend donc de la différence de tension entre l'entrée et la sortie :

$$i_{S\,max} = \frac{P_{max}}{v_E - v_S}$$

On peut ainsi tracer la courbe du courant maximal qui peut être

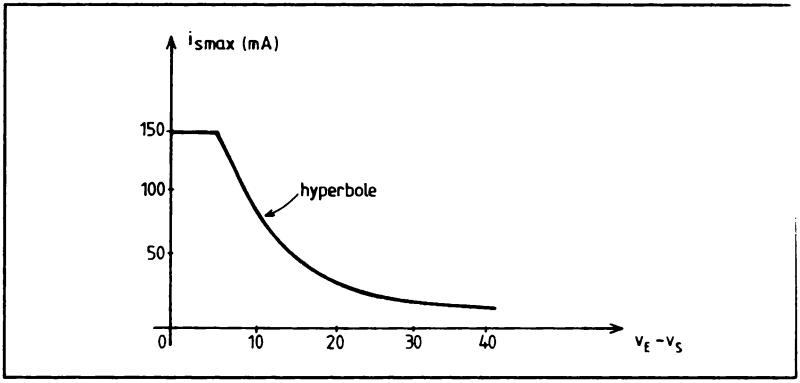


Fig. VII-18 : Courbe donnant le courant de sortie disponible en fonction de la chute de tension ($\theta_a = 25°C$).

fourni à la charge en fonction de la chute de tension aux bornes du régulateur (figure VII-18). Quand on veut disposer d'une intensité supérieure à cette limite, il faut ajouter un transistor externe. Les

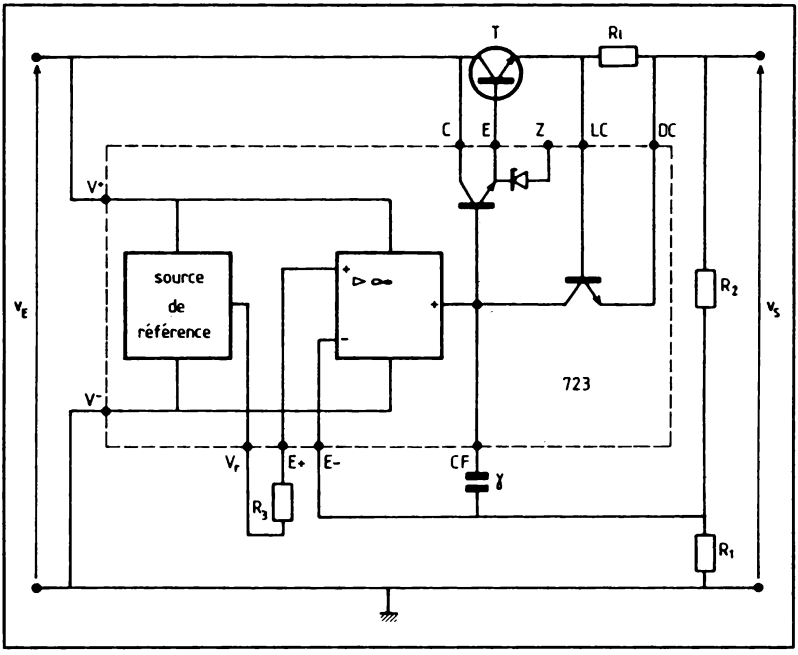


Fig. VII-19 : Augmentation du courant par transistor externe (tension de sortie supérieure à la référence).

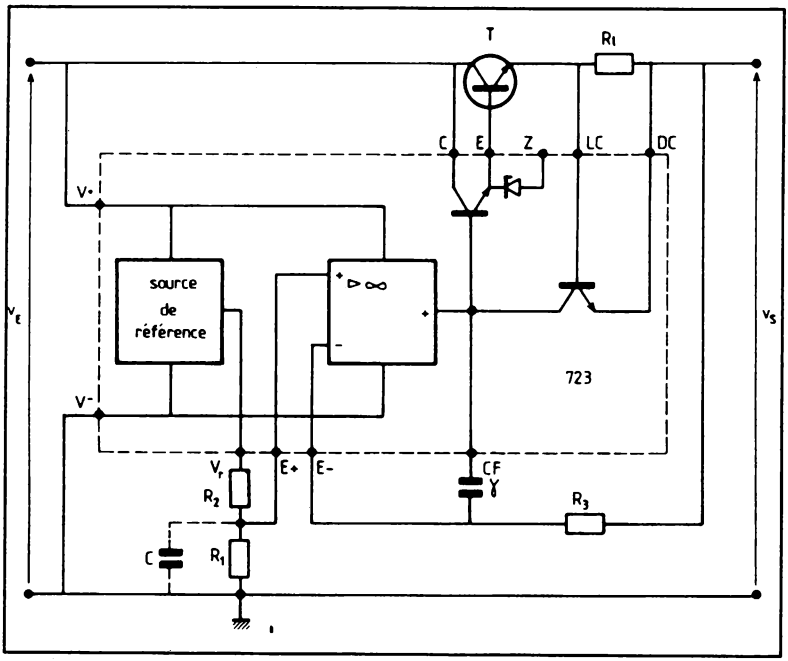


Fig. VII-20 : Augmentation du courant par transistor externe (tension de sortie inférieure à la référence).

figures VII-19 et VII-20 indiquent les schémas applicables respectivement pour une tension de sortie supérieure ou inférieure à la référence. Le transistor est choisi en fonction des diverses contraintes : courant, tension et puissance. De plus, il faut que son amplification en courant soit suffisante pour que l'intensité demandée au circuit intégré ne dépasse pas la valeur permise. Pour les forts courants, cette dernière condition est difficile à assurer avec un simple transistor et on fait alors appel à un montage Darlington.

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension de 15 V avec un courant maximal de 1 A.

La tension de sortie délivrée étant supérieure à la référence, on utilise le montage de la figure VII-19. Comme la chute de tension minimale dans le régulateur est de 3 V, il faut au total un écart entre l'entrée et la sortie de plus de 3,7 V environ, compte tenu du v_{BE} du transistor externe. Avec une marge de sécurité, on choisit une tension d'entrée de 20 V (écart de 5 V). Il faut éviter de prendre une marge excessive car une trop forte chute de tension conduirait à une dissipation importante et inutile dans le transistor. Le choix de la tension d'entrée impose une contrainte pour le redresseur avec filtre capacitif

qui précède. La puissance maximale dissipée par le transistor externe vaut :

$$P_T = (20 - 15) \times 1 = 5 \text{ W}$$

On choisit un transistor du type 2N3055, qui doit être pourvu d'un dissipateur adéquat. L'amplification en courant minimale de ce modèle est de 20 ; cela conduit à une intensité demandée au circuit intégré d'au plus 50 mA, ce qui est tout à fait correct. Le rapport des résistances du diviseur doit valoir :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{15}{7{,}15} - 1 = 1{,}1$$

En n'étant pas trop exigeant sur la précision, on choisit des valeurs dans la série E24 (5 %) :

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \qquad R_2 = 11 \text{ k}\Omega$$

Le courant de pont est raisonnable :

$$I_p = \frac{15}{10 + 11} = 0{,}714 \text{ mA}$$

Pour pouvoir fournir un courant de 1 A à coup sûr, on fixe la limitation à 1,2 A. Cela donne pour la résistance correspondante :

$$R_l = \frac{0{,}65}{1{,}2} = 0{,}542 \ \Omega$$

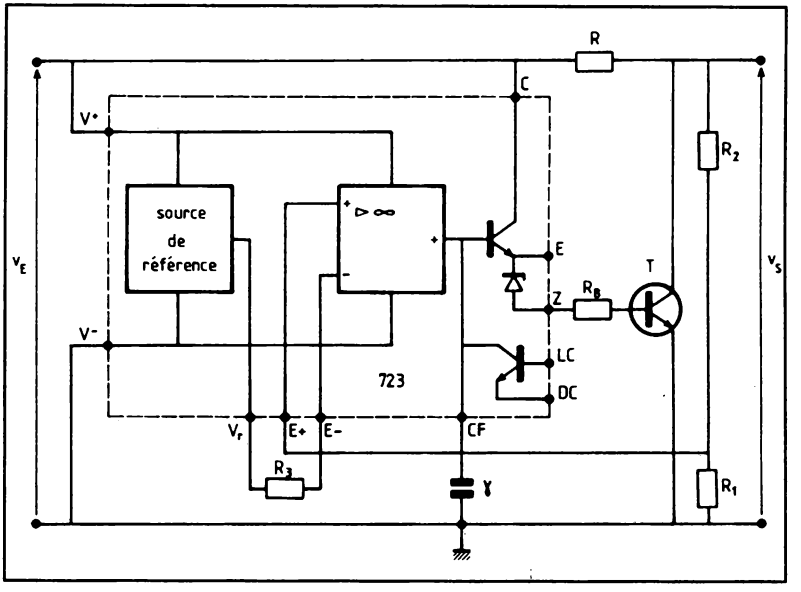


Fig. VII-21 : Régulateur parallèle pour une tension de sortie supérieure à la référence.

On choisit une résistance de 0,51 Ω, 5 %. La capacité de compensation sera également de 100 pF, 10 %. La précision demandée n'étant pas très importante, on omet la résistance R_3 (c'est-à-dire qu'on la remplace par un court-circuit).

REGULATEUR PARALLELE

Dans ce montage, la chute de tension se fait aux bornes d'une résistance tandis qu'un transistor externe branché entre les bornes de sortie effectue la régulation en dérivant un courant plus ou moins élevé. On retrouve les deux cas précédents : tension de sortie supérieure à la référence (figure VII-21) ou inférieure (figure VII-22).

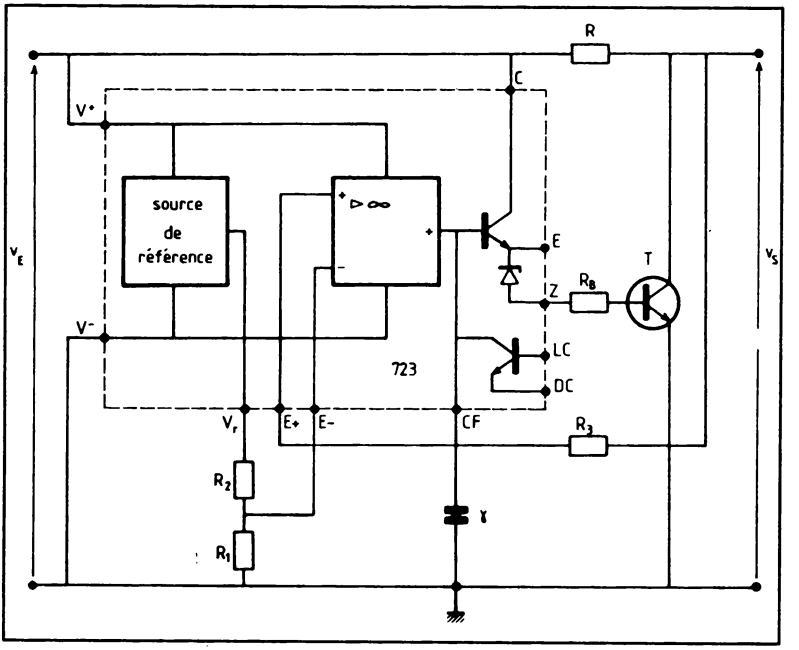


Fig. VII-22 : Régulateur parallèle pour une tension de sortie inférieure à la référence.

Malgré son rendement médiocre, le régulateur parallèle est utilisé dans certaines applications. Il est protégé automatiquement contre les courts-circuits, il est moins sensible aux variations de la tension d'entrée et ne répercute pas les variations du courant de charge sur le générateur d'entrée. L'intensité de base du transistor est fixée par la résistance R_B après décalage de la tension grâce à la diode Zener interne. Comme le transistor, branché en émetteur commun crée une inversion, on échange les entrées + et − de l'amplificateur

opérationnel. Pour la capacité de compensation, on utilise la valeur de 4,7 nF. Les formules de la tension de sortie sont respectivement pour les deux circuits :

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_r \qquad (v_S > V_r)$$

$$v_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r \qquad (v_S < V_r)$$

La résistance R_3 compense toujours les effets des courants de polarisation. On choisit :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

REGULATEUR DE TENSION FIXE A TROIS BORNES

L'importante demande d'alimentations d'équipement pour des valeurs standard de tension comme le 5 V a conduit les constructeurs à concevoir des circuits intégrant tous les composants d'un régulateur de tension fixe. C'est National Semiconductor qui a introduit le premier régulateur à trois bornes, le LM309, suivi de peu par Fairchild avec le μ A7805. Cette deuxième génération de régulateurs intégrés s'est vite étendue à de nombreuses valeurs de tensions. Des régulateurs pour tension négative ont permis de faciliter la conception des alimentations symétriques. La série 78XX et 79XX est devenue un standard de l'industrie pour les régulateurs positifs et négatifs (XX indique la tension nominale). La simplicité d'emploi des régulateurs à trois bornes en fait des composants tout indiqués pour les petites alimentations fixes et les régulateurs répartis dans les équipements complexes.

CARACTERISTIQUES

Le schéma fonctionnel est indiqué à la figure VII-23. Tous les éléments nécessaires sont intégrés : transistor série, source de référence, amplificateur d'erreur, diviseur résistif et circuits de protection thermiques et de limitation de courant. On trouve de nombreux circuits intégrés de ce type. Ils sont classés essentiellement en fonction de l'intensité maximale qu'ils peuvent débiter. La série 78XX et 79XX, la plus classique, peut fournir 1,5 A. On la trouve au catalogue de nombreux constructeurs sous des références voisines : LM78XX chez National Semiconductor, MC78XX chez Motorola, L78XX chez SGS Thomson... On trouve aussi des séries correspondant à d'autres courants maximaux : 78LXX et 79LXX (100 mA), 78MXX et 79MXX (500 mA) et 78TXX (3 A). Le tableau VII-3 indique les tensions nominales disponibles pour ces modèles.

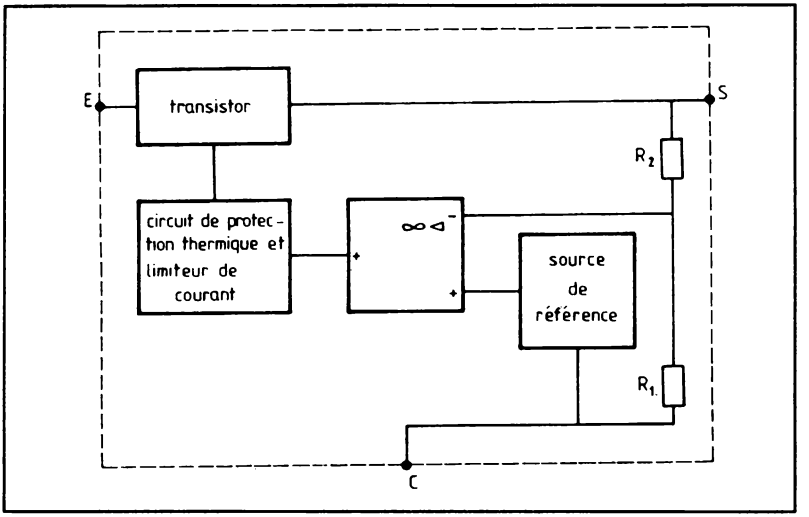


Fig. VII-23 : Schéma fonctionnel d'un régulateur de tension fixe à trois bornes.

Tension nominale \ Courant maximal	1,5 A	100 mA	500 mA
2,6 V		78L02	
5 V	7805	78L05	78M05
6 V	7806	78L06	78M06
8 V	7808	78L08	78M08
8,5 V	7885		
9 V		78L09	
10 V	7810	78L10	
12 V	7812	78L12	78M12
15 V	7815	78L15	78M15
18 V	7818		
20 V			78M20
24 V	7824		78M24
– 5 V	7905	79L05	79M05
– 5,2 V	7952		
– 6 V	7906		79M06
– 8 V	7908		79M08
– 12 V	7912	79L12	79M12
– 15 V	7915	79L15	79M15
– 18 V	7918		
– 20 V			79M20
– 24 V	7924		79M24

Tableau VII-3 : Modèles courants de régulateurs à trois bornes.

Les boîtiers utilisés dépendent de la série. On trouve le plus souvent des boîtiers plastique TO220 ou métalliques TO3 pour les courants élevés tandis qu'on rencontre des boîtiers plastique TO92 ou métalliques TO39 pour les courants plus faibles. Les brochages sont différents pour les régulateurs de tension positive ou négative. Le tableau VII-4 résume les principales configurations rencontrées. La seule limite absolue est en général la tension maximale qu'on peut appliquer à l'entrée. Le tableau VII-5 indique les valeurs données

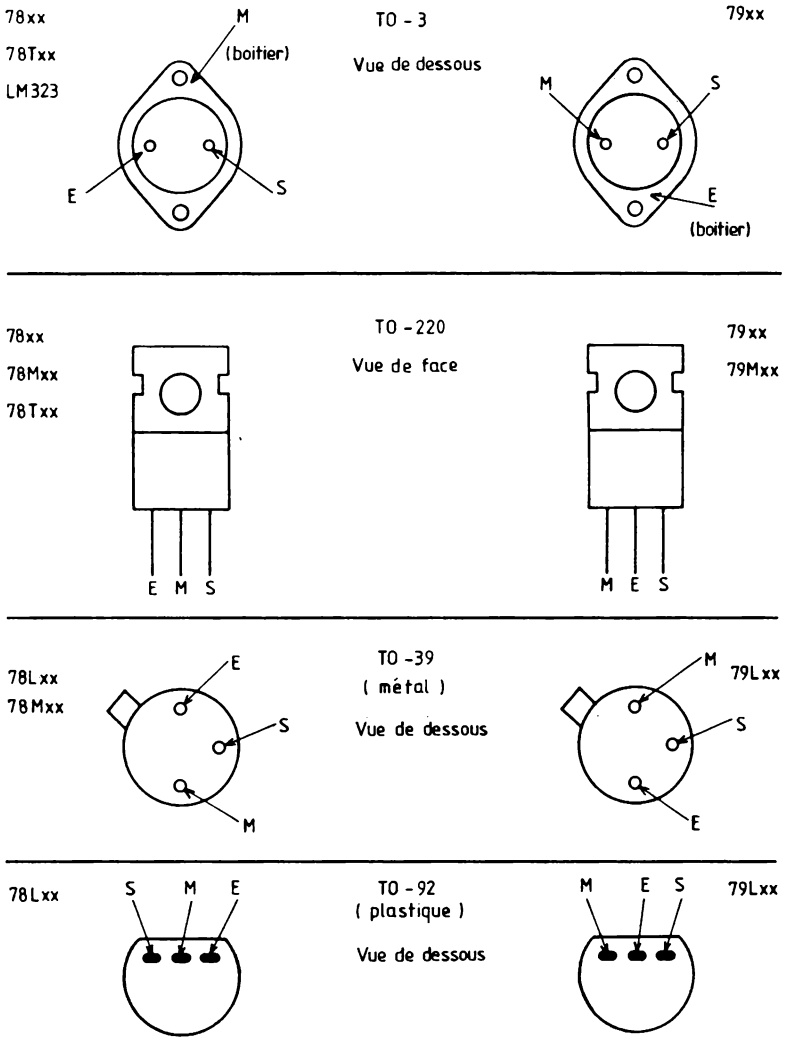


Tableau VII-4 : Brochage des régulateurs courants.

7805 à 7818 78L12 78L15 78M05 à 78M15	7905 à 7918 79L05 à 79L15	35 V
7824 78M20 78M24	7924 79M20 79M24	40 V
78L02 à 78L10		30 V

Tableau VII-5 : Limites absolues pour les tensions d'entrée des régulateurs courants.

pour les séries citées précédemment. La puissance est limitée de manière interne. Ce n'est pas pour autant qu'on peut obtenir le courant maximal dans n'importe quelles conditions. En effet, la limitation de puissance dépend du dissipateur thermique sur lequel est placé le régulateur. La puissance dissipée est fonction, non seulement du courant débité, mais aussi de la chute de tension entre l'entrée et la sortie du régulateur. Il est donc nécessaire de choisir le dissipateur adapté aux conditions de fonctionnement imposées au circuit (voir chapitre 15). La précision sur la tension de sortie est comprise entre 0,5 % et 10 % suivant les modèles. Dans le tableau VII-6, on a indiqué les principales caractéristiques du régulateur 7805. Parmi les autres séries qu'on rencontre, on peut citer les LM340 et LM320 qui sont très voisins des 78XX et 79XX, avec des performances légèrement supérieures. Certains modèles n'existent qu'avec une seule tension nominale : le LM323 est par exemple un régulateur 5 V et 3 A. Cependant, tous les régulateurs à trois bornes s'utilisent de la même façon. Seules quelques valeurs numériques dépendent du modèle exact employé.

MONTAGE DE BASE (REGULATEUR DE TENSION POSITIVE)

Aucun composant externe n'est indispensable. Il suffit de relier l'entrée E à une source de tension continue de valeur adaptée (c'est en général un redresseur avec filtre capacitif, mais cela peut être aussi une alimentation continue déjà disponible), la sortie S à la charge et

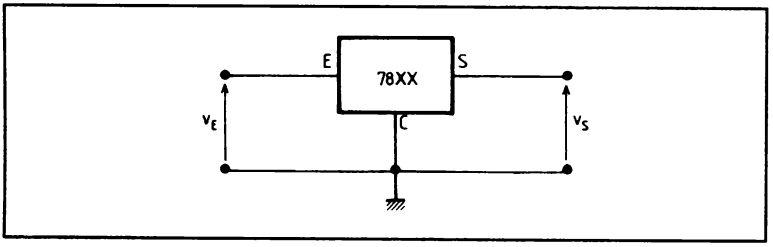


Fig. VII-24 : Montage de base d'un régulateur de tension positive.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Tension de sortie	$\theta_j = 25°C$ 5 mA ≦ i_S ≦ 1 A P_D ≦ 15 W 5 mA ≦ i_S ≦ 1 A 7,5 V ≦ v_E ≦ 20 V	4,8 4,75	5	5,2 5,25	V V
Régulation de ligne	$\theta_j = 25°C$ 7 V ≦ v_E ≦ 25 V 8 V ≦ v_E ≦ 12 V		3 1	100 50	mV mV
Régulation de charge	$\theta_j = 25°C$ 5 mA ≦ i_S ≦ 1,5 A 250 mA ≦ i_S ≦ 750 mA		15 5	100 50	mV mV
Taux de rejet de l'ondulation	0 ≦ θ_j ≦ 125°C f = 120 Hz 8 V ≦ v_E ≦ 18 V	62	78		dB
Coefficient de température de la tension de sortie	0 ≦ θ_j ≦ 125°C i_S = 5 mA		− 1,1		mV/°C
Courant de repos	$\theta_j = 25°C$		4,2	8	mA
Chute de tension entre entrée et sortie	$\theta_j = 25°C$ i_S = 1 A		2		V
Résistance de sortie	0 ≦ θ_j ≦ 125°C f = 1 kHz		18		mΩ
Courant de court-circuit	$\theta_j = 25°C$		750		mA
Courant maximal de sortie	$\theta_j = 25°C$		2,2		A

Tableau VII-6 : Caractéristiques essentielles du régulateur 7805 (sauf indications contraires, v_E = 10 V ; i_S = 500 mA).

la borne commune à la masse (figure VII-24). La valeur minimale de la tension d'entrée qu'on peut utiliser pour obtenir un fonctionnement correct est supérieure de 2 à 3 V à la tension nominale du régulateur (voir par exemple le tableau VII-6). Il est parfois utile d'ajouter quelques composants supplémentaires (figure VII-25). Le condensateur C_1 est nécessaire si le régulateur est éloigné du filtre capacitif (à partir de 5 à 10 cm). Les constructeurs indiquent l'ordre de grandeur recommandé pour cette capacité (0,22 ou 0,33 μF pour la série 78XX). Le condensateur C_2 améliore le temps de réponse du régulateur. Sa valeur est également précisée dans les spécifications du circuit (0,1 μF pour la série 78XX). Ce

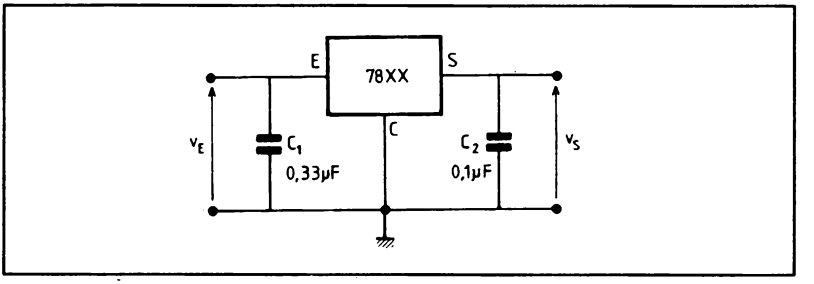


Fig. VII-25 : Deux condensateurs externes peuvent être utilisés.

condensateur n'est pas nécessaire à la stabilité du système (contrairement à ce qui se passe pour les régulateurs de tension négative). Les deux condensateurs n'ont d'intérêt qu'à condition d'être implantés au plus près des connexions du circuit intégré. On peut également avoir besoin de diodes de protection comme l'indique la figure VII-26. La première, D_1, protège le régulateur contre les

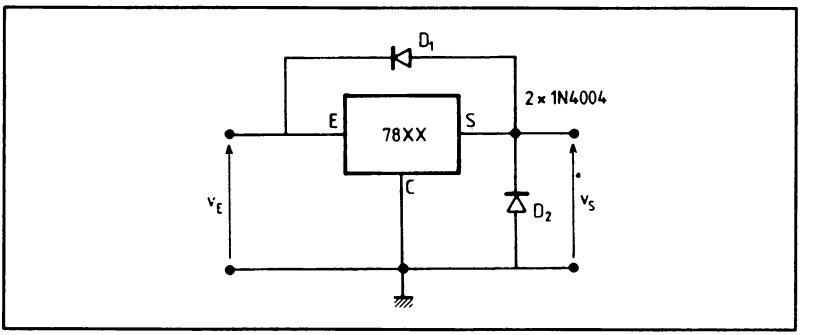


Fig. VII-26 : Diodes de protection.

effets de l'application d'une tension en sortie. Elle est également nécessaire en cas de court-circuit à l'entrée si la charge est fortement

capacitive (plus de 100 μF). D_2 protège le régulateur si une tension inverse est appliquée en sortie. En fonction du courant demandé et de la chute de tension imposée aux bornes du régulateur, il peut être nécessaire d'utiliser un dissipateur thermique (voir chapitre 15).

MONTAGE DE BASE (REGULATEUR DE TENSION NEGATIVE)

Dans ce cas, un condensateur externe C_2 est indispensable pour assurer la stabilité du circuit (figure VII-27). Pour la série 79XX, la

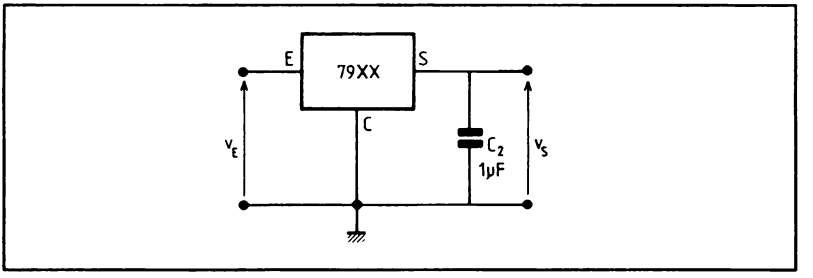


Fig. VII-27 : Montage de base d'un régulateur de tension négative.

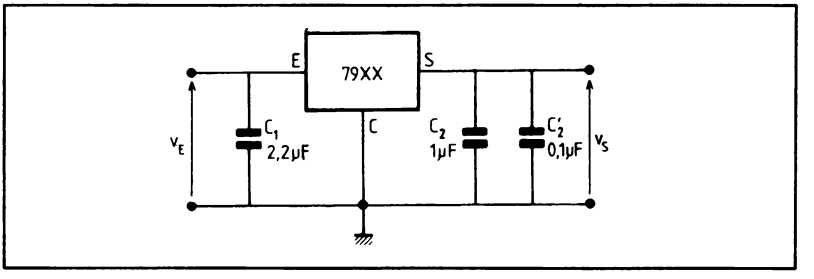


Fig. VII-28 : Deux condensateurs supplémentaires peuvent être utilisés.

capacité recommandée est 1 μF. Deux autres éléments peuvent être utilisés (figure VII-28). Le condensateur C_1 est nécessaire si le régulateur est à une distance appréciable du filtre (2,2 μF pour la série 79XX). C'_2 améliore le temps de réponse (0,1 μF pour la série 79XX). Ce condensateur céramique, branché en parallèle de C_2 qui est généralement un condensateur tantale, joue son rôle aux fréquences élevées pour lesquelles C_2 n'est plus suffisant. Toutefois, un seul condensateur peut suffire si ses performances en fréquence sont satisfaisantes. Tous les condensateurs associés à un régulateur doivent être branchés au plus près des connexions du circuit intégré. Des diodes de protection peuvent être nécessaires. Leur rôle est le même que pour le régulateur de tension positive. Le sens est évidemment inversé (figure VII-29).

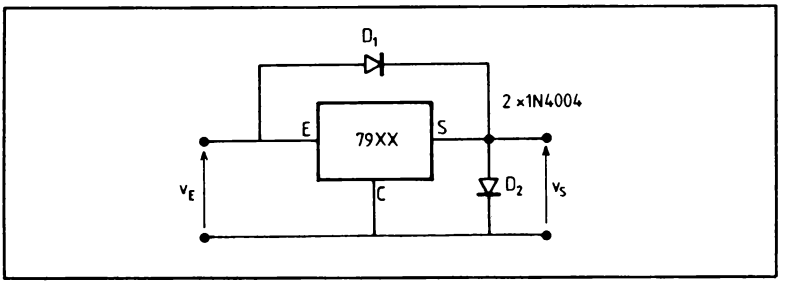


Fig. VII-29 : Diodes de protection.

AUGMENTATION DU COURANT DE SORTIE

Une première solution pour augmenter le courant débité est de placer plusieurs régulateurs intégrés en parallèle (figure VII-30). Le courant disponible est égal au courant maximal de chaque régulateur multiplié par le nombre d'éléments. Toutefois, le fonctionnement n'est pas très satisfaisant. En effet, les tensions de sortie des régulateurs sont légèrement différentes. De ce fait, les courants ne se

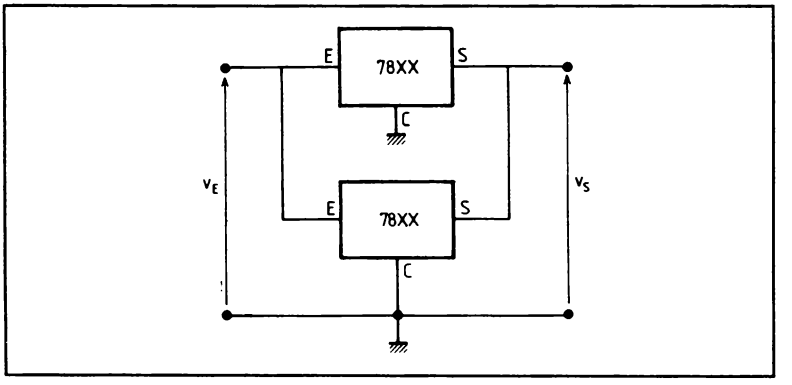


Fig. VII-30 : Mise en parallèle de régulateurs.

répartissent pas entre les divers circuits. C'est le régulateur ayant la tension la plus élevée qui fournit tout le courant tant que celui-ci ne dépasse pas la valeur de limitation. Ensuite, lorsque la limite est atteinte, c'est un autre circuit intégré qui prend le relais et la tension chute légèrement. Pour améliorer la répartition, on ajoute parfois des résistances d'équilibrage comme le montre la figure VII-31. La répartition des courants entre les circuits correspond à un partage égal, à la tolérance des tensions de sortie près. Les résistances r sont très faibles (quelques dixièmes d'ohms). Toutefois, la chute de tension à leurs bornes conduit à de petites variations de tension. Pour

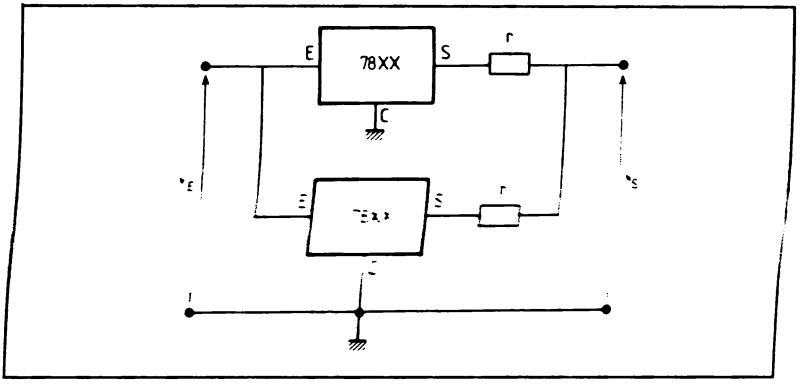


Fig. VII-31 : Résistances d'équilibrage.

assurer une stabilité correcte à l'ensemble, il est recommandé de placer des condensateurs de découplage sur chaque sortie séparément.
On préfère en général la seconde solution qui consiste à utiliser un transistor externe comme le montre la figure VII-32. Tant que la chute de tension aux bornes de R n'atteint pas le seuil de déblocage

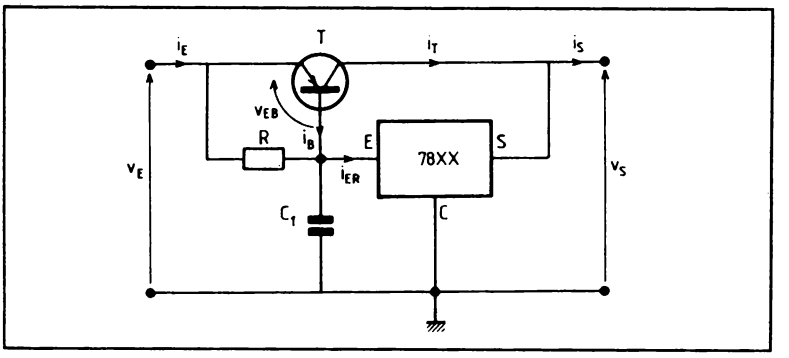


Fig. VII-32 : Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

du transistor, c'est le régulateur intégré qui fournit tout le courant. Lorsque le seuil est atteint, le transistor commence à conduire et dérive une partie du courant. Quand on a choisi le courant maximal d'entrée du régulateur, i_{ER}, on calcule la valeur nécessaire pour R par la formule :

$$R = \frac{v_{EB}}{i_{ER} - \frac{i_T}{\beta}}$$

v_{EB} étant la tension émetteur-base du transistor PNP. Le courant de sortie disponible est :

$$i_S = i_{ER} + \beta\,(i_{ER} - \frac{v_{EB}}{R})$$

La différence minimale entre la tension d'entrée et la tension de sortie est égale à la chute de tension minimale du régulateur (2 à 3 V) augmentée de la valeur de v_{EB} pour le courant maximal (de l'ordre de 0,7 à 1 V).

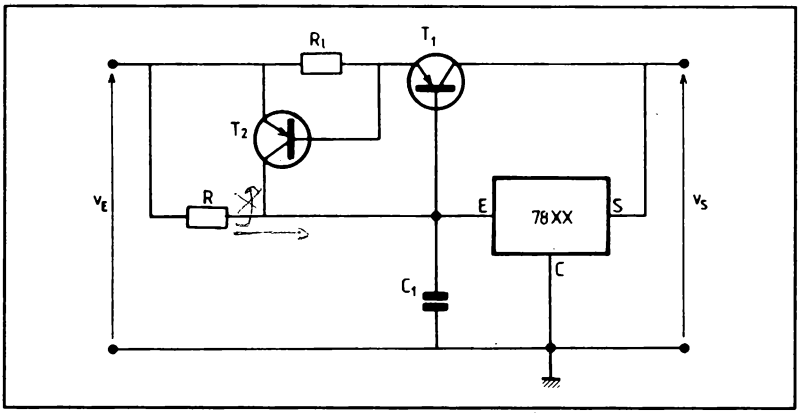


Fig. VII-33 : Protection du transistor par limiteur de courant.

L'inconvénient de ce circuit est que le transistor n'est pas protégé contre les courts-circuits. On améliore souvent le dispositif en ajoutant un limiteur de courant faisant appel à un transistor supplémentaire associé à une résistance (figure VII-33). La limitation de courant intervient lorsque la tension aux bornes de R_l atteint le seuil de conduction V_{EB} du transistor T_2. Pour obtenir une intensité limite I_l, on choisit donc une résistance :

$$R_l = \frac{V_{EB}}{I_l} \qquad (V_{EB} = 0{,}6\ V)$$

Une autre façon de résoudre le problème est de fixer le rapport des courants dans le régulateur et le transistor par des résistances comme le montre la figure VII-34. Si la tension V_{EB} du transistor est identique à la tension V_D aux bornes de la diode (qui peut être un transistor monté en diode), les courants se partagent dans le rapport des résistances :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

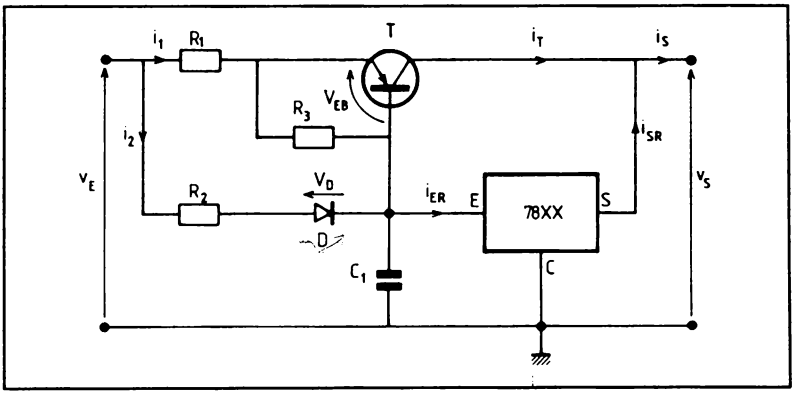


Fig. VII-34 : Protection du transistor par partage du courant.

En négligeant le courant de base du transistor, on a donc :

$$i_T \approx \frac{R_2}{R_1} i_{ER} \approx \frac{R_2}{R_1} i_{SR}$$

Le courant dans le transistor est donc limité par le courant maximal i_{SRI} du régulateur :

$$i_{TI} = \frac{R_2}{R_1} i_{SRI}$$

Pour déterminer le minimum nécessaire pour la tension d'entrée, il faut tenir compte de la chute de tension aux bornes du régulateur, mais aussi de la tension aux bornes de la diode et de la résistance.

Exemple

On veut obtenir un régulateur 5 V et 5 A à partir d'un circuit intégré 7805. On ajoute donc un transistor de puissance externe suivant le schéma de la figure VII-34. On partage le courant : 1 A dans le régulateur intégré et 4 A dans le transistor. Cela donne un rapport 4 entre R_2 et R_1. On a évidemment intérêt à choisir des valeurs très faibles pour ces résistances afin d'éviter une chute de tension et des pertes par effet Joule néfastes. On prend par exemple dans la série E24 (5 %) :

$$R_1 = 0{,}24\ \Omega \qquad R_2 = 1\ \Omega$$

Le minimum de la différence entre tensions d'entrée et de sortie est égal à la chute de tension nécessaire au régulateur (2,5 V pour le 7805) augmentée de la tension aux bornes de D (1 V au maximum) et de R_2 (1 V pour le courant de 1 A). La tension minimale d'entrée est donc de :

$$v_{E\,min} = 5 + 2{,}5 + 1 + 1 = 9{,}5\ V$$

On fixe une tension d'entrée de 12 V pour respecter la condition avec une certaine marge de sécurité. Le fonctionnement en court-circuit correspond à un courant plus élevé que prévu (régulateur en limitation). On peut estimer que cette intensité limite ne dépasse pas 2 A et donc que le courant maximal dans le transistor est 8 A. Pour respecter ces contraintes, on choisit un transistor de puissance PNP

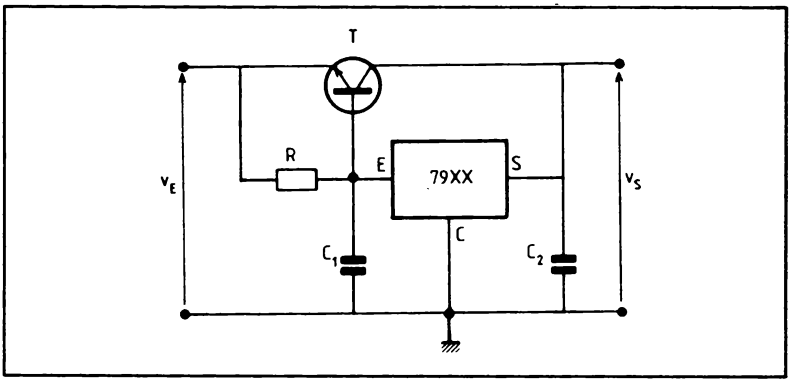


Fig. VII-35 : Pour un régulateur de tension négative, on remplace le transistor PNP par un NPN.

du type 2N2955 largement dimensionné à condition de le munir d'un dissipateur adéquat. La diode doit supporter le courant limite de l'ordre de 2 A. On choisit une diode de redressement 1N5404 (3 A maximum). Les résistances R_1 et R_2 doivent dissiper une puissance non négligeable :

$$P_{R1} = 0{,}24 \times 8^2 = 15{,}4\ W$$

$$P_{R2} = 1 \times 2^2 = 4\ W$$

On choisit une puissance nominale de 20 W pour R_1 et 5 W pour R_2. La valeur de la résistance R_3 n'est pas critique. On choisit 10 Ω. Enfin, le condensateur C_1 est au tantale et il a une capacité de 1 μF. Les montages précédents peuvent être adaptés aux régulateurs de tension négative. Il suffit de remplacer les transistors PNP par des NPN. Les figures VII-35 et 36 indiquent les schémas des régulateurs sans ou avec limiteur de courant.

MODIFICATION DE LA TENSION DE SORTIE

Plusieurs méthodes sont possibles pour obtenir une tension différente de la valeur nominale du régulateur ou pour faire varier la tension de sortie. Les méthodes les plus simples permettent de disposer de tensions supérieures à celle du régulateur. En effet, il

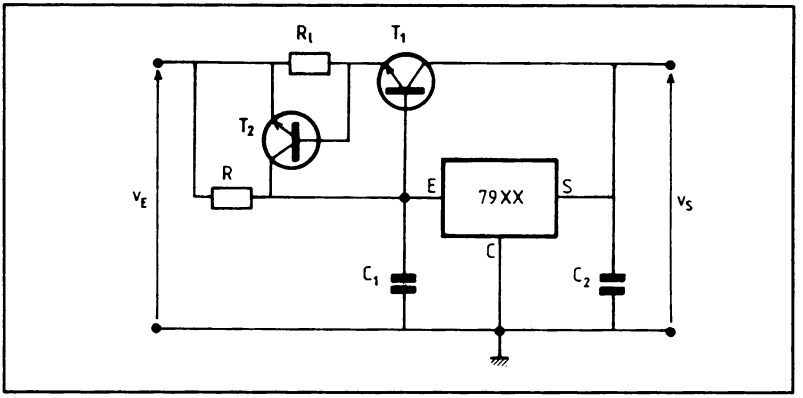


Fig. VII-36 : Protection du transistor par limiteur de courant.

suffit alors de porter la borne commune du circuit intégré à un potentiel positif. Il faut cependant noter que cette connexion doit permettre la circulation du courant de repos du régulateur qui est en général de l'ordre de quelques milliampères (maximum 8,5 mA pour la série 78XX). La première solution consiste à utiliser une diode Zener comme le montre la figure VII-37. Le courant de repos permet

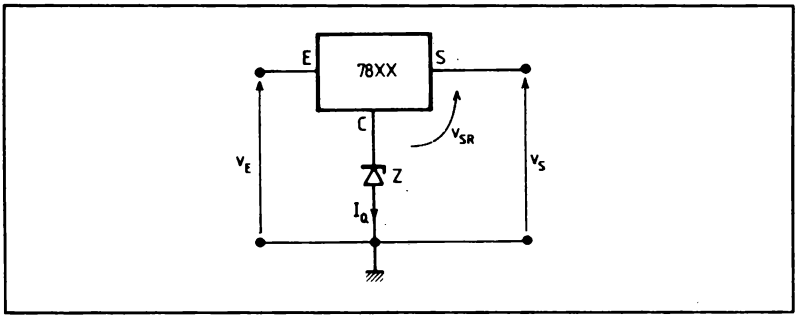


Fig. VII-37 : Augmentation de la tension de sortie par une diode Zener.

un fonctionnement de la diode dans sa zone de stabilisation. La tension de sortie du montage, v_S, est la somme de la tension nominale du régulateur, v_{SR}, et de la tension de Zener de la diode, V_Z :

$$v_S = v_{SR} + V_Z$$

Une diode supplémentaire est en général utilisée (figure VII-38). Elle facilite le démarrage à pleine charge et fixe le potentiel du point C à un seuil de diode au-dessous de 0 en cas de court-circuit, ce qui permet une protection du régulateur contre des tensions différentielles élevées. L'emploi d'une diode Zener est adapté à

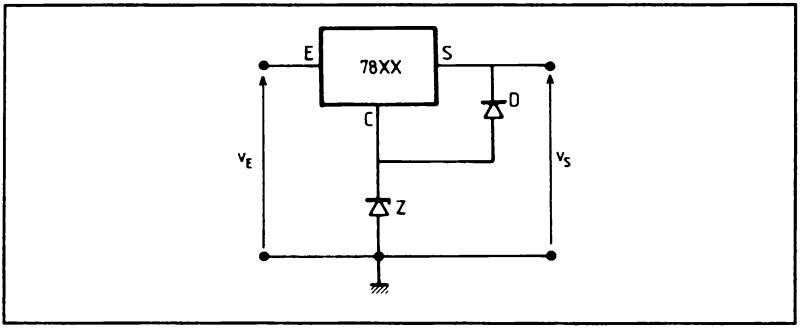


Fig. VII-38 : Une diode supplémentaire est souvent utile.

l'obtention de valeurs élevées de tension de sortie. Pour de petites différences entre tension souhaitée et tension nominale du régulateur, on peut remplacer la diode Zener par une ou plusieurs diodes (figure VII-39). La tension V_D aux bornes d'une diode est de

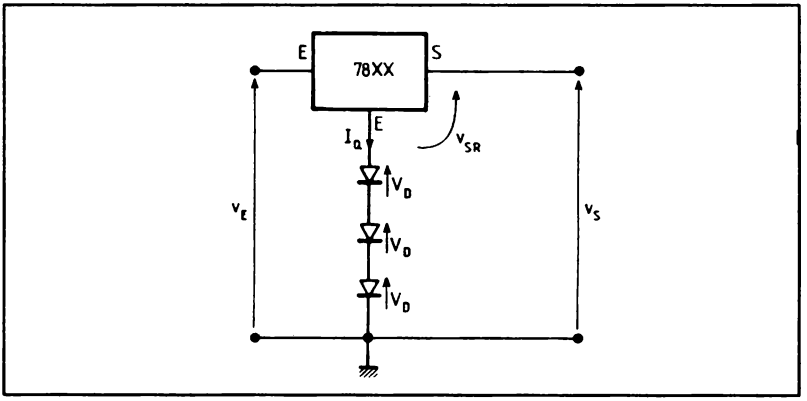


Fig. VII-39 : Plusieurs diodes en série permettent de remplacer la diode Zener.

l'ordre de 0,7 V. Pour n diodes en série, on arrive à une tension de sortie :

$$v_S = v_{SR} + nV_D$$

Une autre solution pour augmenter la tension de sortie fait appel à un diviseur résistif (figure VII-40). Le courant dans la résistance R_2 est :

$$i = \frac{v_{SR}}{R_2}$$

Le courant dans R_1 est $i + I_Q$. On en déduit l'expression de la tension de sortie :

$$v_S = v_{SR} + R_1 \ (i + I_Q)$$

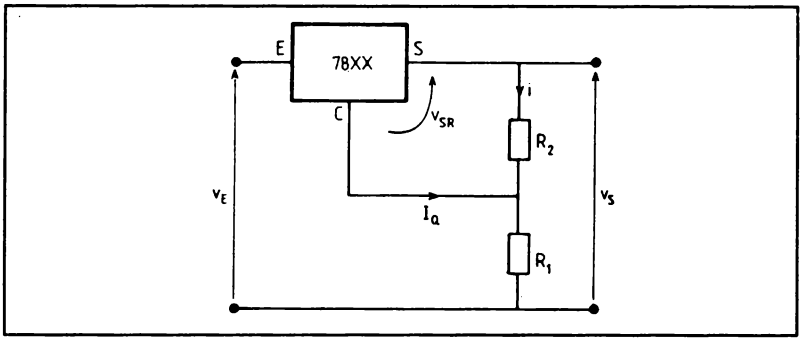


Fig. VII-40 : Augmentation de la tension de sortie par diviseur résistif.

Soit :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2}) v_{SR} + R_1 I_Q$$

Afin que la tension obtenue dépende le moins possible de I_Q, on choisit les résistances de telle façon que i soit nettement plus grand que I_Q. On prend souvent :

$$i \geq 5 I_Q$$

Dans ces conditions :

$$v_S \approx (1 + \frac{R_1}{R_2}) v_{SR}$$

Les performances du régulateur obtenu sont légèrement inférieures à celles du circuit intégré. En ce qui concerne l'influence des variations de la tension d'entrée, on a :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} = (1 + \frac{R_1}{R_2}) \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta v_E} + R_1 \frac{\Delta I_Q}{\Delta v_E}$$

Pour l'effet des variations de charge, on peut écrire :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta i_S} = (1 + \frac{R_1}{R_2}) \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta i_S} + R_1 \frac{\Delta I_Q}{\Delta i_S}$$

Les variations de I_Q vis-à-vis de la tension d'entrée et du courant de sortie sont indiquées dans les feuilles de spécifications des régulateurs intégrés.

Pour éviter de prélever le courant de repos I_Q sur le pont diviseur, on peut ajouter un transistor branché en collecteur commun (figure VII-41). La tension de sortie vaut alors :

$$v_S = v_{SR} + v_{EB} + R_1 (i + \frac{I_Q}{\beta})$$

Il est possible de faire varier la tension de sortie en remplaçant R_1 par un potentiomètre. Pour éviter les problèmes liés au courant

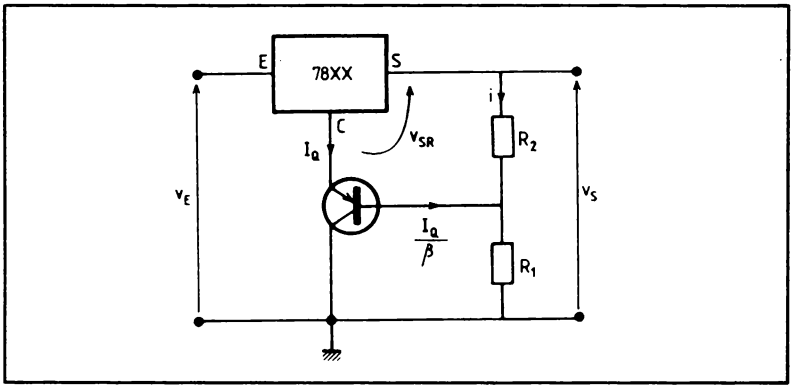


Fig. VII-41 : Un transistor en collecteur commun évite de charger le diviseur résistif.

consommé, il est intéressant de placer un amplificateur opérationnel monté en suiveur entre le diviseur résistif et la borne commune du régulateur (figure VII-42). La tension de sortie vaut :

$$v_S = (1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R_2})\, v_{SR}$$

La tension minimale de sortie de l'amplificateur opérationnel correspond à la saturation basse V_B (de l'ordre de 2 V pour les

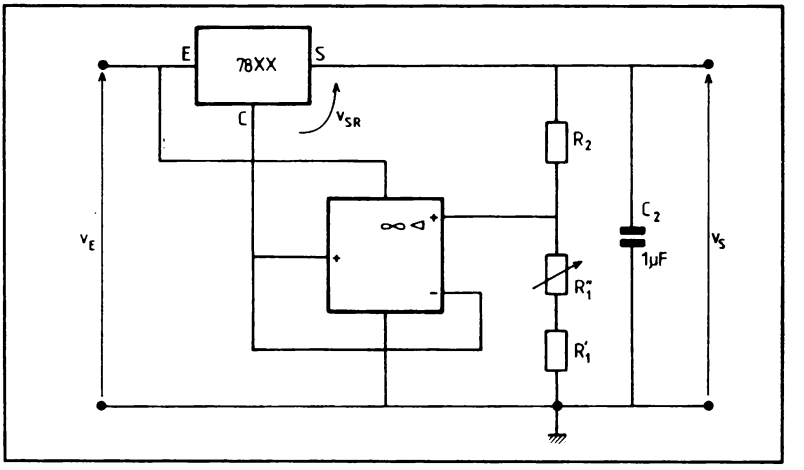


Fig. VII-42 : Réglage de la tension de sortie.

modèles ordinaires). Le minimum de tension de sortie du montage est donc

$$v_{S\,min} = v_{SR} + V_B$$

Ce minimum est obtenu quand le potentiomètre est à zéro. Il faut donc respecter la condition :

$$\frac{R'_1}{R_2} = \frac{V_B}{v_{SR}}$$

Le maximum de la tension de sortie est obtenu quand la résistance variable est à sa valeur totale $R''_{1\,max}$. On a alors :

$$v_{S\,max} = (1 + \frac{R'_1 + R''_{1\,max}}{R_2})\, v_{SR}$$

Il faut que la différence $v_E - v_{S\,max}$ garde une valeur suffisante pour le bon fonctionnement du régulateur intégré (2 à 3 V). On doit également vérifier que le courant de polarisation I_p de l'amplificateur opérationnel est toujours négligeable devant le courant de pont :

$$\frac{v_{S\,min}}{R'_1 + R_2} >> I_p$$

$$\frac{v_{S\,max}}{R'_1 + R_2 + R''_{1\,max}} >> I_p$$

Les coefficients de régulation du circuit ne sont plus influencés par le courant de repos I_Q :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} = \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta v_E}\,(1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R_2})$$

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta i_S} = \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta i_S}\,(1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R2})$$

Dans le choix de l'amplificateur opérationnel, il faut tenir compte de la tension maximale d'alimentation qui doit être compatible avec la tension d'entrée du régulateur. Le montage précédent ne permet pas d'obtenir des tensions régulées variant à partir de zéro. Pour arriver à une variation commençant à une tension pratiquement nulle, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative comme l'indique le schéma de la figure VII-43. La différence entre les deux tensions d'alimentation de l'amplificateur opérationnel peut être importante et il faut choisir un modèle supportant cet écart. Pour obtenir une tension de sortie minimale voisine de zéro, la tension de saturation négative de l'amplificateur opérationnel $-U$ doit être inférieure à l'opposé de la tension nominale du régulateur afin de pouvoir la compenser :

$$-U \leqq -v_{SR}$$

Cela implique une alimentation auxiliaire inférieure d'environ 3 V à la valeur de $-v_{SR}$. Par exemple, avec un régulateur 7805, on doit disposer d'une source auxiliaire de -8 V. Le débit de cette alimentation négative est faible car elle ne sert qu'à la polarisation du régulateur et de l'amplificateur opérationnel. Du fait de la contre-réaction, les tensions présentes sur les deux entrées de l'amplificateur

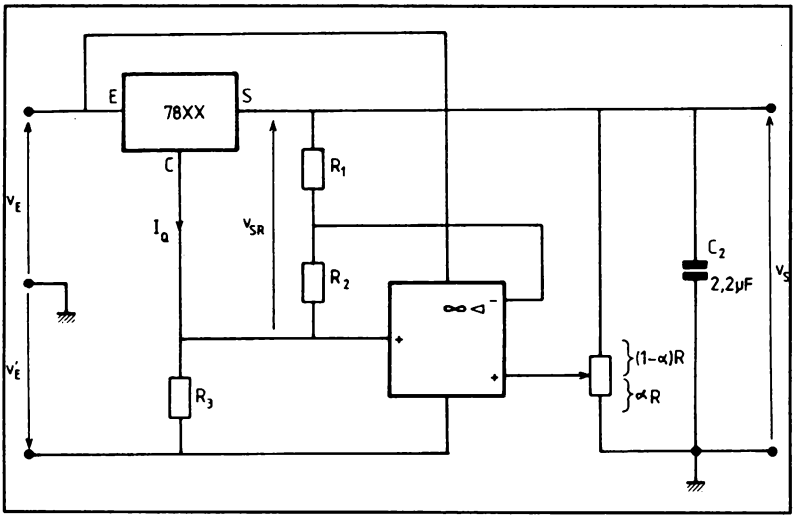


Fig. VII-43 : Tension variable à partir d'un minimum pratiquement nul.

sont égales :

$$\alpha \; v_S = v_S - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \; v_{SR}$$

On en déduit :

$$v_S = \frac{1}{1-\alpha} \; \frac{R_1}{R_1 + R_2} \; v_{SR}$$

La tension minimale est obtenue quand le rapport potentiométrique est nul. Pour que le minimum soit voisin de zéro, il suffit de choisir R_1 nettement plus faible que R_2. La tension maximale est fixée par la source d'entrée et la chute de tension nécessaire au fonctionnement du régulateur. R_3 permet de fournir le courant de polarisation du régulateur et ainsi de limiter le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel. On choisit donc :

$$R_3 = \frac{-v'_E}{I_Q}$$

Exemple

On veut réaliser un régulateur de tension réglable de 0,5 à 20 V. On choisit un régulateur 7805. La tension d'entrée v_E doit être supérieure à 22,5 V pour respecter la chute de tension entre l'entrée et la sortie. L'alimentation auxiliaire doit permettre d'atteindre une tension de sortie presque nulle. On choisit donc :

$$v_E = 24 \text{ V} \qquad v'_E = -8 \text{ V}$$

Pour obtenir 0,5 V en sortie, on choisit :

$$R_1 = 1\ k\Omega \qquad R_2 = 10\ k\Omega$$

La valeur minimale de v_S est alors :

$$v_{S\ min} = \frac{1}{1+10}\ 5 = 0{,}45\ V$$

La résistance totale du potentiomètre est choisie de telle façon que le courant de pont soit raisonnable. Par exemple :

$$R = 22\ k\Omega$$

La résistance R_3 permet d'écouler le courant de repos I_Q. Cette intensité étant de l'ordre de quelques milliampères, on choisit :

$$R_3 = 4{,}7\ k\Omega$$

L'amplificateur opérationnel peut être un simple 741 puisque l'écart entre les tensions d'alimentation est de 32 V, ce qui est compatible avec les 36 V autorisés pour ce circuit (dans la version la moins performante).

REGULATEUR POUR TENSION D'ENTREE ELEVEE

Si la tension dont on dispose dépasse la limite autorisée par le circuit intégré, ou si l'on veut réduire la dissipation de puissance de cet élément, on peut faire précéder le régulateur intégré par un

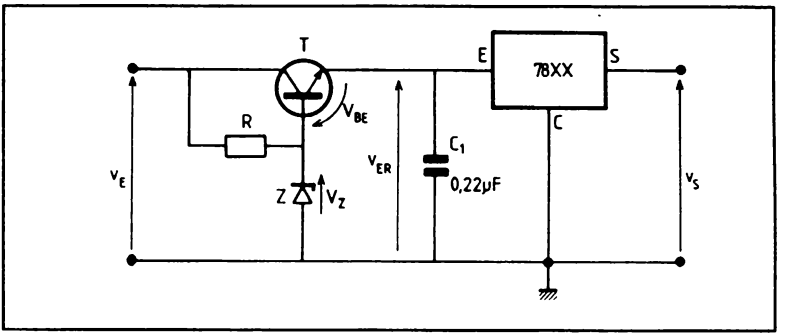


Fig. VII-44 : Régulateur pour tension d'entrée élevée.

stabilisateur série à diode Zener et transistor comme le montre la figure VII-44. La tension appliquée au régulateur est :

$$v_{ER} = V_Z - V_{BE}$$

Le choix des composants a été expliqué dans le chapitre consacré aux stabilisateurs. Le transistor dissipe une puissance importante si la chute de tension qu'il produit est élevée.
Une autre solution est représentée à la figure VII-45. On fait chuter la

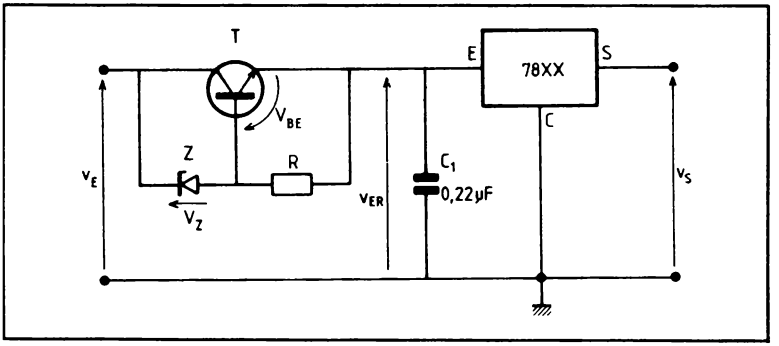


Fig. VII-45 : Autre régulateur pour tension d'entrée élevée.

tension dans un ensemble transistor-diode Zener qui se comporte comme une Zener de puissance. La tension d'entrée du régulateur est :

$$v_{ER} = v_E - V_Z - V_{BE}$$

Lorsqu'on désire avoir à la fois des tensions d'entrée et de sortie élevées, on peut combiner les circuits des figures VII-38 et VII-44. On

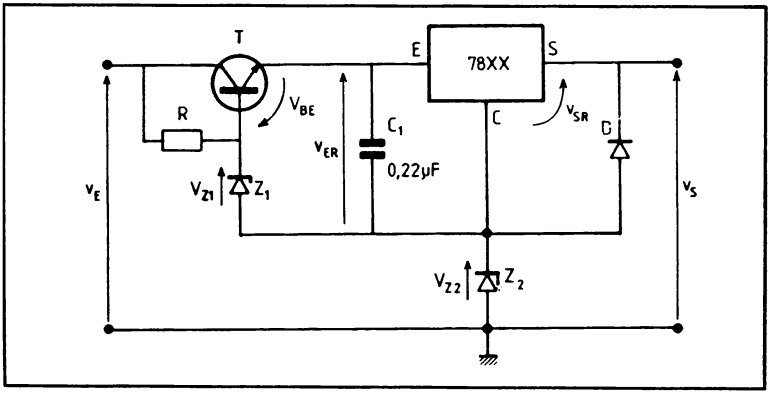


Fig. VII-46 : Régulateur pour tensions d'entrée et de sortie élevées.

obtient ainsi le schéma de la figure VII-46. La tension d'entrée du régulateur est :

$$v_{ER} = V_{Z1} - V_{BE}$$

La tension de sortie vaut :

$$v_S = v_{SR} + V_{Z2}$$

INHIBITION D'UN REGULATEUR

On bloque le fonctionnement en coupant la tension d'entrée. On

utilise pour cela un transistor PNP de puissance qui fonctionne en commutation (figure VII-47). Ce transistor T_1 est commandé par un petit transistor NPN T_2. Le signal de commande u_c est carré. Il faut choisir les différentes résistances du montage pour assurer une commutation correcte des deux transistors (condition de saturation). Lorsque le niveau de commande est haut, T_2 est saturé et T_1 également : le régulateur fonctionne normalement. Lorsque le niveau de commande est bas, T_1 et T_2 sont bloqués et le fonctionnement du régulateur est inhibé.

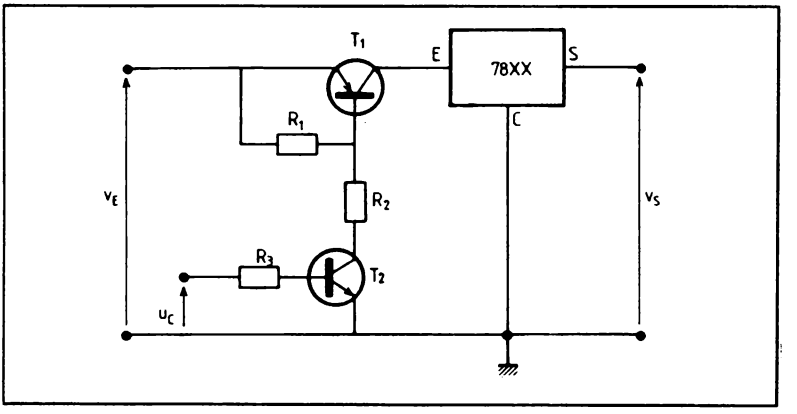


Fig. VII-47 : Inhibition d'un régulateur.

OBTENTION DE DEUX TENSIONS DIFFERENTES

Dans les systèmes qui demandent des tensions différentes de même polarité, il est possible d'utiliser plusieurs régulateurs à partir d'une même source. La première solution, illustrée par la figure VII-48,

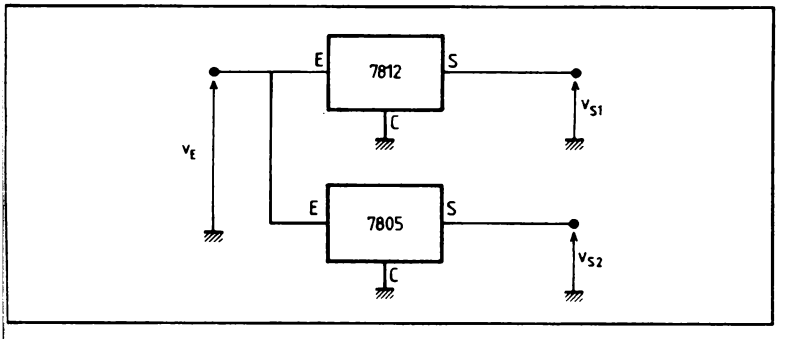


fig. VII-48 : Obtention de deux tensions différentes à partir d'une même source (première solution).

consiste à brancher les entrées des régulateurs en parallèle sur la source. La tension d'entrée doit être choisie pour assurer un fonctionnement correct du régulateur de tension la plus élevée. Il en résulte une chute de tension importante pour le régulateur de tension plus faible et donc une dissipation élevée. La deuxième solution (figure VII-49) vise à réduire la tension différentielle imposée au régulateur de tension la moins élevée. Pour cela, on branche les deux

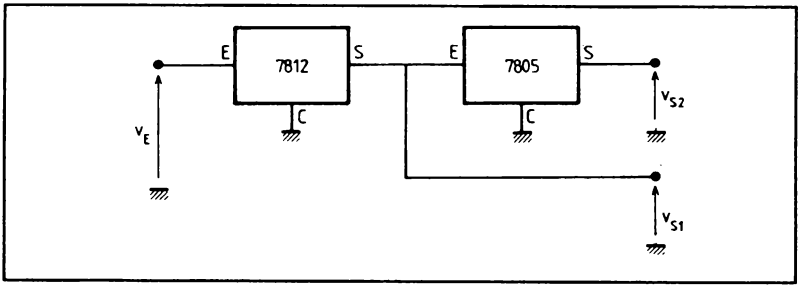


Fig. VII-49 : Obtention de deux tensions différentes à partir d'une même source (deuxième solution).

circuits en cascade : l'entrée d'un régulateur est alimentée par la sortie de l'autre. L'inconvénient est que le courant nécessaire au régulateur de tension la plus faible est fourni par le régulateur de tension la plus élevée. Comme on le voit, il n'y a pas de solution idéale. Quand on veut optimiser les performances des régulateurs, il faut employer des sources distinctes en choisissant la valeur la mieux appropriée pour chaque régulateur. Cependant, lorsque les courants ne sont pas très élevés et que les problèmes de rendement ne sont pas déterminants, les solutions envisagées ci-dessus peuvent rendre quelques services.

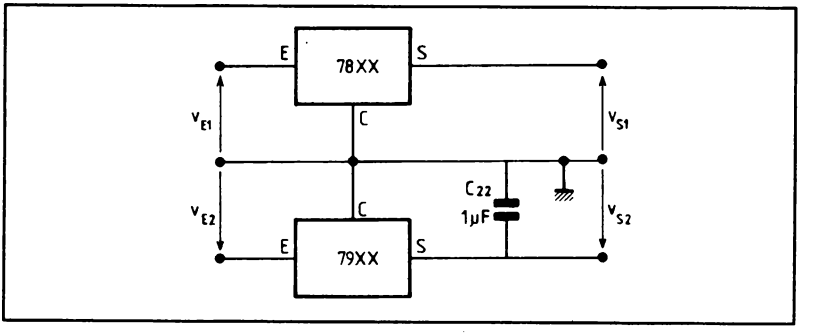


Fig. VII-50 : Régulateur double.

REGULATEUR DOUBLE

Pour obtenir des tensions symétriques, il suffit d'associer un régulateur intégré de tension positive et un régulateur de tension négative (figure VII-50). Le seul composant indispensable est le condensateur C_{22} nécessaire à la stabilité du régulateur de tension négative. Les tensions d'entrée opposées sont fournies par un redresseur double avec filtre capacitif. Les tensions continues de sortie sont alors opposées. Plusieurs composants supplémentaires peuvent être utiles (figure VII-51). Les condensateurs C_{11} et C_{12} sont nécessaires si le régulateur est situé à une distance appréciable du

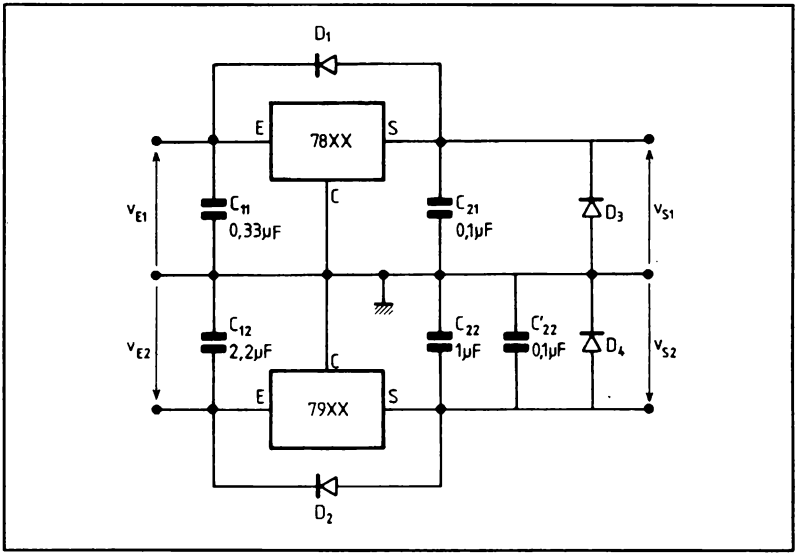
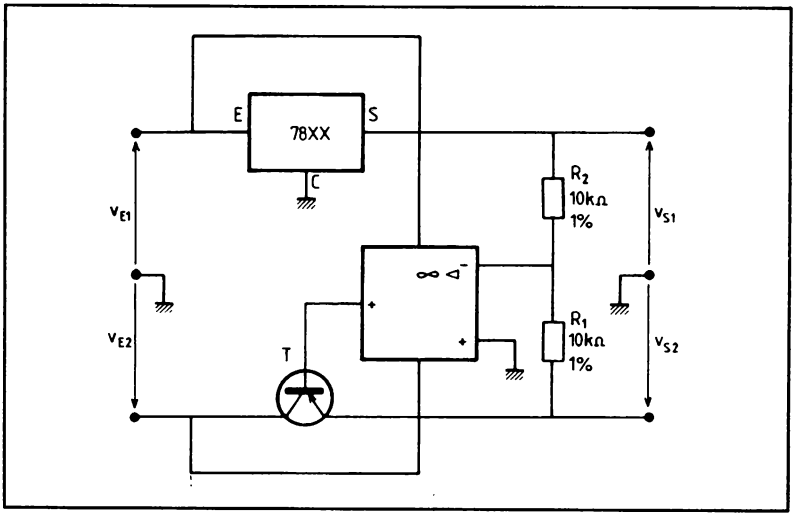


Fig. VII-51 : Condensateurs de découplage et diodes de protection.

filtre. Les condensateurs C_{21} et C'_{22} permettent d'améliorer le temps de réponse du circuit. Les diodes D_3 et D_4 préviennent le phénomène de verrouillage qui peut se produire si une charge est branchée entre les deux pôles opposés de l'alimentation ou lors de l'arrêt du système. Elles évitent l'apparition d'une tension inverse sur les sorties des régulateurs intégrés. Les diodes D_1 et D_2 branchées entre l'entrée et la sortie de chaque régulateur intégré permettent de décharger les condensateurs connectés en sortie en cas de court-circuit à l'entrée.
Une autre solution pour obtenir des tensions symétriques est illustrée à la figure VII-52. L'amplificateur opérationnel associé au transistor PNP de puissance constitue un amplificateur inverseur. La tension négative est ainsi asservie à la tension positive.

REGULATEUR DOUBLE A TENSION REGLABLE

Pour régler la tension de sortie d'un régulateur double, il faut asservir la tension d'un des régulateurs à la tension du deuxième. Un premier exemple est donné à la figure VII-53. Il s'agit ici d'ajuster la tension de sortie à 15 V précisément à l'aide du potentiomètre. L'amplificateur opérationnel commande le régulateur de tension positive de telle sorte que sa tension soit égale à l'opposé de la tension négative. En effet, il fait en sorte que la tension sur son entrée inverseuse soit nulle (masse virtuelle). La qualité du résultat dépend de la précision du diviseur résistif formé par les deux résistances de 10 kΩ. On a donc choisi des composants de tolérance 1 %.



La figure VII-54 donne un autre exemple. On souhaite ici faire varier la tension de sortie entre 5 et 18 V. On utilise donc un réglage par un seul potentiomètre. La tension du curseur est appliquée au régulateur négatif par un suiveur et au régulateur positif par un inverseur à amplificateur opérationnel. La symétrie des deux tensions sera d'autant meilleure que les deux résistances de 10 kΩ de l'inverseur seront correctement appariées. On a employé ici des éléments à 1 %.

REGULATEUR DE TENSION REGLABLE A TROIS BORNES

Une étape supplémentaire dans la conception des alimentations a été

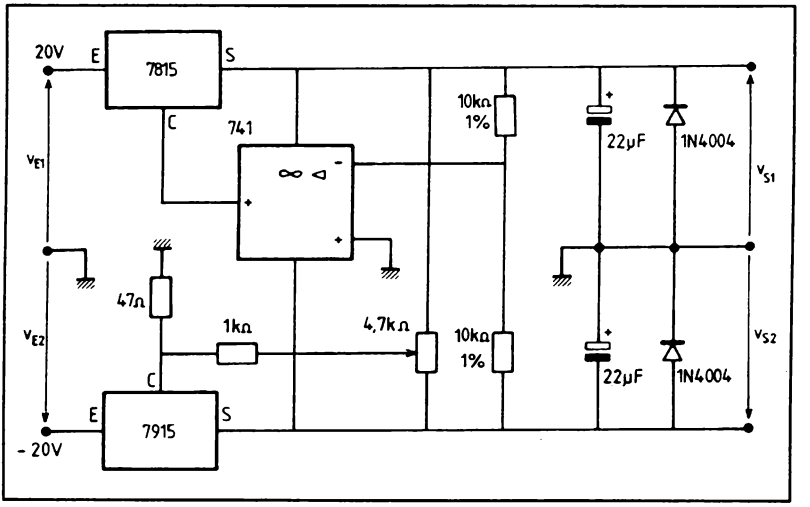


Fig. VII-53 : Régulateur double asservi (ajustage de la tension à 15 V).

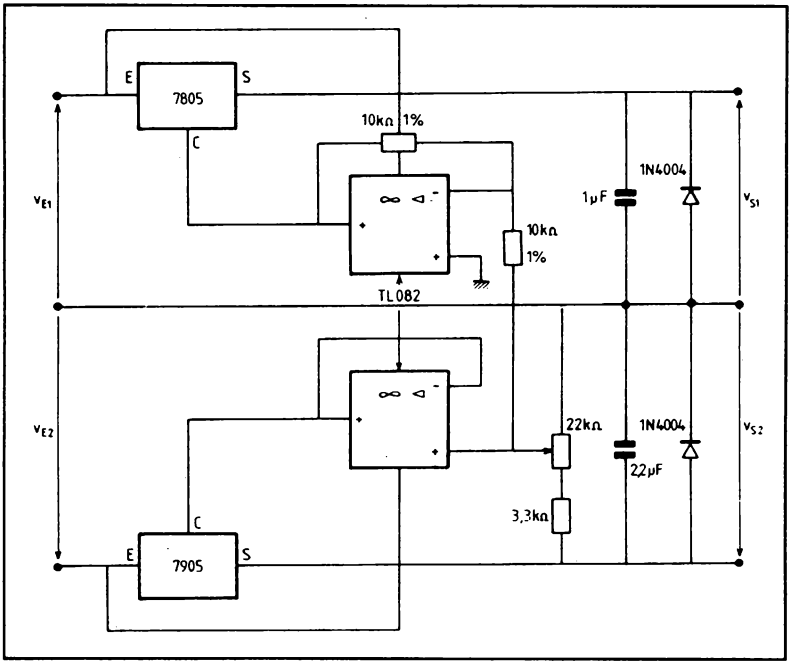


Fig. VII-54 : Régulateur double asservi (réglage de la tension entre 5 et 18 V).

franchie avec l'apparition de circuits intégrés spécialement destinés à l'obtention d'une tension réglable. Ces régulateurs permettent de résoudre plusieurs problèmes. Tout d'abord, ils facilitent la réalisation d'alimentations à tension variable, par exemple pour le laboratoire. En deuxième lieu, ils remplacent les régulateurs de tension fixe quand la valeur désirée n'existe pas de façon standard et quand on veut éviter de maintenir en stock de nombreux circuits qui correspondent à des tensions nominales utilisées occasionnellement. Enfin, il est parfois intéressant de procéder à un ajustage de la tension de sortie lorsqu'une bonne précision est désirée, soit qu'une telle précision n'existe pas dans les séries de régulateurs de tension fixe, soit qu'on souhaite éviter l'utilisation d'un circuit de précision, plus coûteux. Il existe aujourd'hui un grand choix de régulateurs de tension variable de diverses performances, aussi bien pour les tensions positives que négatives.

CARACTERISTIQUES

Le schéma fonctionnel d'un régulateur de tension réglable est donné à la figure VII-55. La différence par rapport à un régulateur de tension fixe est que le diviseur résistif n'est pas intégré : l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur est reliée directement à la sortie. Le choix de la tension de sortie s'effectue en utilisant un pont diviseur externe connecté à la borne de réglage R. Afin d'éviter de charger ce diviseur, le courant sortant de cette broche a été minimisé dans la conception du circuit intégré : il est inférieur à 100 μA pour les modèles courants. Par contre, le courant de repos se referme par

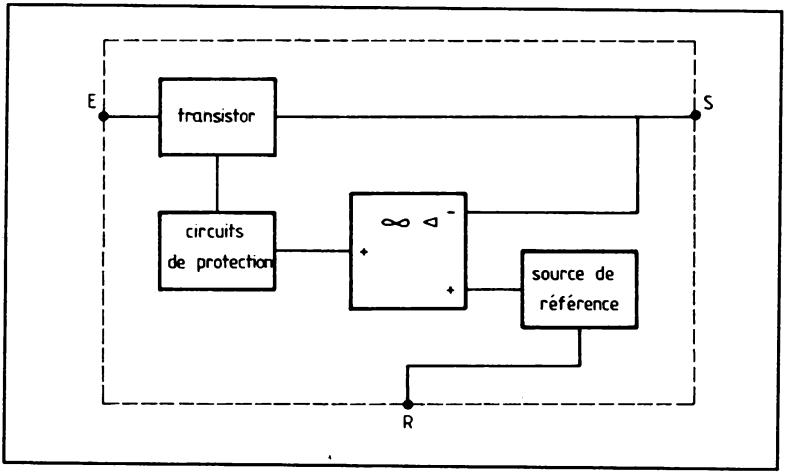


Fig. VII-55 : Schéma fonctionnel d'un régulateur de tension réglable à trois bornes.

la connexion de sortie S. Il faut alors permettre sa circulation pour obtenir un fonctionnement correct du régulateur.C'est une condition sur les résistances associées au circuit intégré. Pour les modèles courants, l'intensité de sortie doit être au moins de 10 mA dans le cas le plus défavorable. Le régulateur de tension réglable le plus employé est le LM317 qui peut fournir jusqu'à 1,5 A. On trouve son complémentaire pour les tensions négatives, le LM337. Pour des intensités plus faibles, on a les circuits LM317L et LM337L (100 mA)

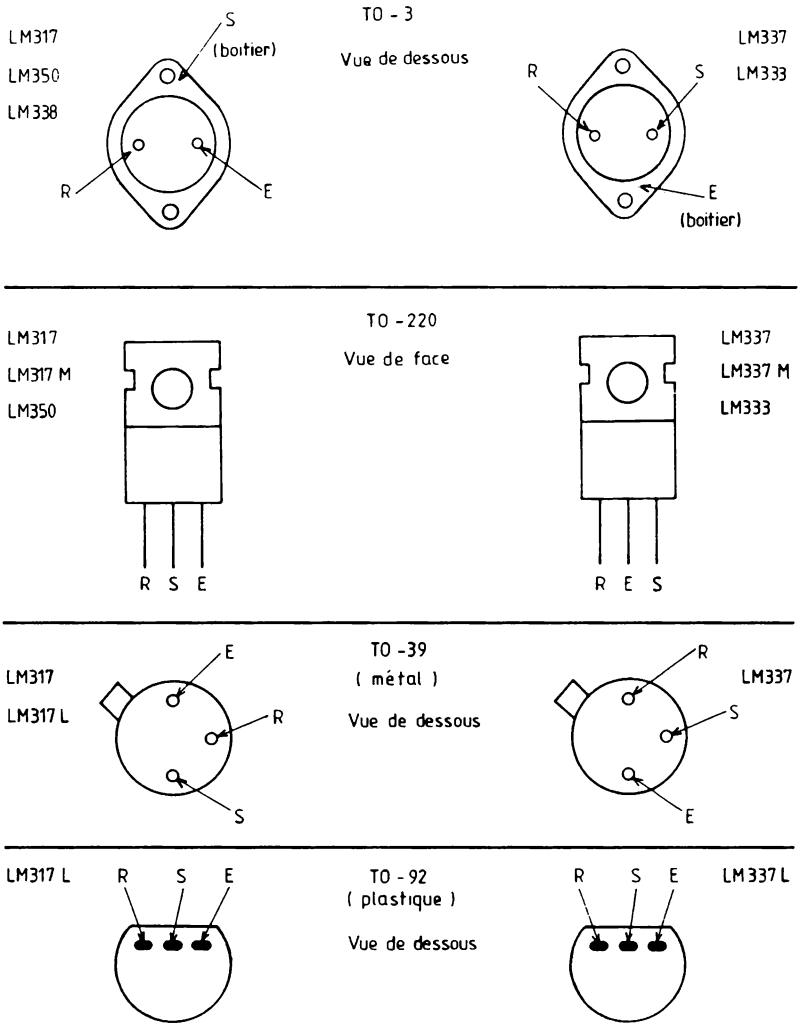


Tableau VII-7 : Brochage des régulateurs courants.

ainsi que les LM317M et LM337M (500 mA). Les modèles LM350 (positif) et LM333 (négatif) délivrent jusqu'à 3 A. Au-delà on ne dispose que de régulateurs de tension positive : le LM338 pour 5 A et le LM396 pour 10 A. Les divers brochages utilisés sont indiqués dans le tableau VII-7. La seule limite absolue est la tension différentielle maximale (entre entrée et sortie) : les valeurs sont données dans le tableau VII-8 pour les références citées. Les conditions de fonctionnement sont analogues à celles des régulateurs de tension fixe. Le tableau VII-9 indique les caractéristiques électriques essentielles du circuit LM317.

LM 317 LM 317 L LM 317 M	LM 337 LM 337 L LM 337 M	40 V
LM 350 LM 338	LM 333	35 V
LM 396		20 V

Tableau VII-8 : Limites absolues pour les tensions différentielles entre entrée et sortie des régulateurs courants.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Régulation de ligne	$3V \leq v_E - v_S \leq 40V$ $i_S = 10mA$ $\theta_j = 25°C$		0,01	0,04	%
Régulation de charge	$\theta_j = 25°C$ $10mA \leq i_S \leq 1,5A$		0,1	0,5	%
Taux de rejet de l'ondulation	$v_S = 10V$ $f = 120Hz$ $C = 10\mu F$	66	65 80		dB dB
Variation de la tension avec la température	$0 \leq \theta_j \leq 125°C$		1		%
Courant minimal de sortie	$v_E - v_S = 40V$		3,5	10	mA
Courant maximal de sortie	$v_E - v_S \leq 15V$ $v_E - v_S \leq 40V$	1,5	2,2 0,4		A A
Courant dans la borne de réglage			50	100	μA
Tension de référence		1,2	1,25	1,3	V

Tableau VII-9 : Caractéristiques essentielles du régulateur LM317 (sauf spécifications contraires, $0 \leq \theta_j \leq 125°C$; $v_E - v_S = 5\ V$; $i_S = 0,5\ A$).

MONTAGE DE BASE (REGULATEUR DE TENSION POSITIVE)

Le schéma est celui de la figure VII-56. Un simple diviseur résistif est

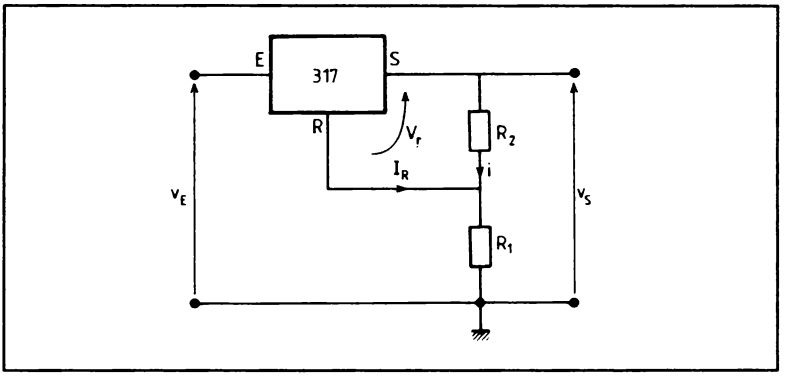


Fig. VII-56 : Montage de base d'un régulateur de tension réglable positive.

ajouté au circuit intégré. La source de référence maintient une tension V_r imposée entre les bornes S et R. Si le courant I_R est négligeable, la tension de sortie vaut :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2})\ V_r$$

La condition de courant minimal en sortie du circuit intégré impose une valeur maximale pour la résistance R_2. Si le régulateur peut fonctionner à vide, c'est le cas le plus défavorable : tout le courant sortant de la borne S circule dans le diviseur R_1 R_2. On a donc :

$$R_{2\ max} = \frac{V_r}{i_{min}}$$

La valeur minimale de V_r étant 1,20 V, on obtient :

$$R_{2\ max} = \frac{1{,}20}{10^{-2}} = 120\ \Omega$$

Comme on a intérêt à limiter l'intensité dans le pont, on prend une valeur normalisée juste inférieure au maximum autorisé. Il faut alors choisir une résistance de 118 Ω, 1 %. Dans la pratique, on se contente souvent d'une résistance ordinaire 120 Ω, 5 %, ce qui est toujours satisfaisant compte tenu de la très faible probabilité de se trouver dans le cas le plus défavorable pour tous les paramètres. Il faut remarquer que pour la version militaire des circuits intégrés (par exemple le LM117), le courant minimal de sortie est 5 mA, ce qui donne une valeur de 240 Ω pour R_2. Il faut bien prendre garde à cette limitation car un courant insuffisant entraîne une augmentation de la tension qui peut être destructrice pour les circuits alimentés. L'hypothèse sur le courant I_R est bien vérifiée : moins de 100 μA devant les 10 mA dans le pont. Le terme correctif qui apparaît dans la relation exacte peut donc bien être omis :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2})\, V_r + R_1 I_R$$

Comme pour les régulateurs de tension fixe, certains composants externes peuvent être nécessaires (figure VII-57). Le condensateur C_1 est utilisé si le régulateur se situe à une distance appréciable du condensateur de filtrage. C_2 améliore la réponse transitoire et

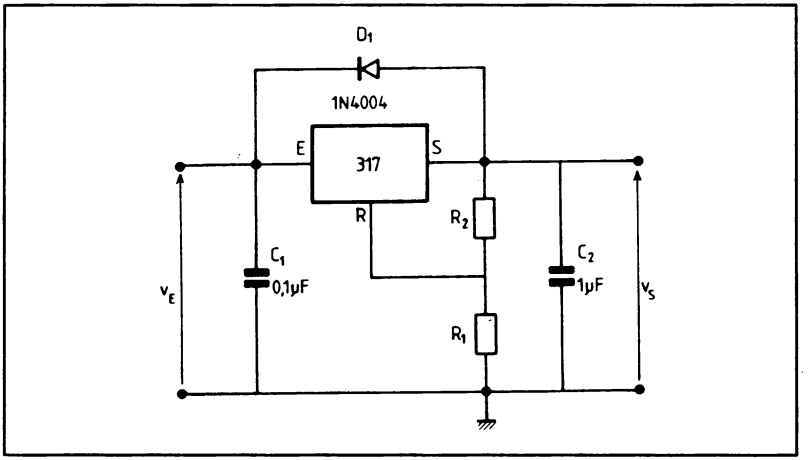


Fig. VII-57 : Condensateurs de découplage et diode de protection.

diminue l'impédance de sortie aux hautes fréquences. La diode D_1 protège le régulateur lorsque la capacité vue entre ses bornes de sortie dépasse 25 μF. On peut également diminuer l'ondulation de la tension de sortie en plaçant un condensateur en parallèle sur la résistance R_1 (figure VII-58). Une valeur de 10 μF convient pour C_3. La diode D_2 permet la décharge de C_3 en cas de court-circuit en

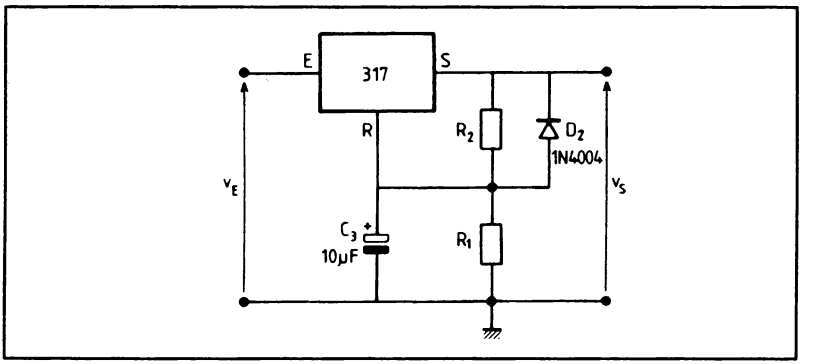


Fig. VII-58 : Amélioration de la réjection de l'ondulation.

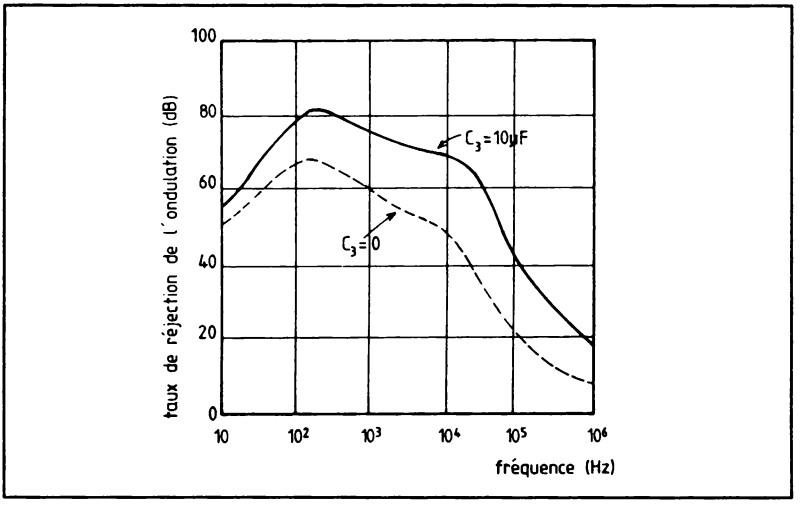


Fig. VII-59 : Taux de réjection de l'ondulation en fonction de la fréquence pour le circuit LM317 (v_E= 15 V ; v_S= 10 V ; i_S= 0,5 A ; θ_j= 25°C).

sortie. Elle est nécessaire si la tension de sortie dépasse 25 V ou si C_3 est supérieur à 10 μF. L'effet de C_3 sur le taux de rejet de l'ondulation est illustré par la figure VII-59. L'amélioration de l'impédance de sortie est également visible sur la courbe de la figure

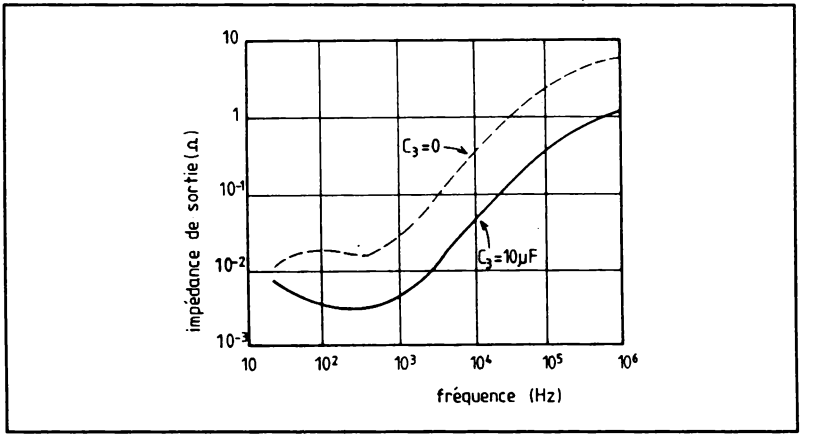


Fig. VII-60 : Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour le circuit LM317 (v_E= 15 V ; v_S= 10 V ; i_S= 0,5 A ; θ_j= 25°C).

VII-60. D'autre part, les figures VII-61 et VII-62 montrent l'intérêt de la présence de C_2 et C_3 sur les réponses transitoires du circuit vis-à-

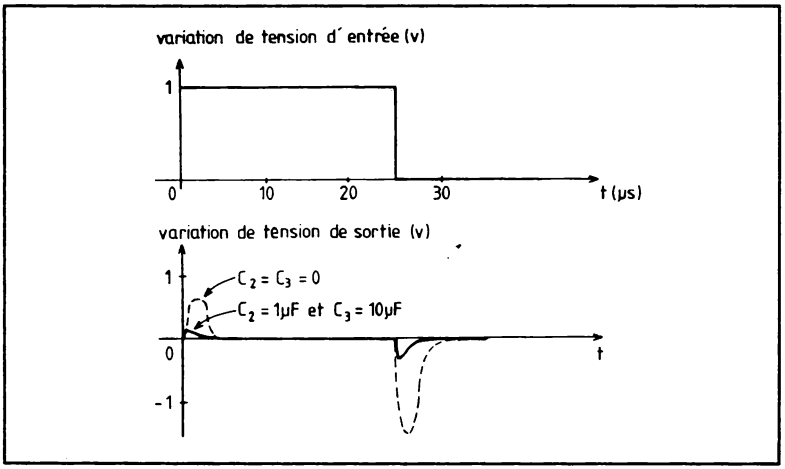


Fig. VII-61 : Régime transitoire dû à une variation de tension d'entrée pour le circuit LM317 ($v_S = 10$ V ; $i_S = 50$ mA ; $\theta_j = 25°C$).

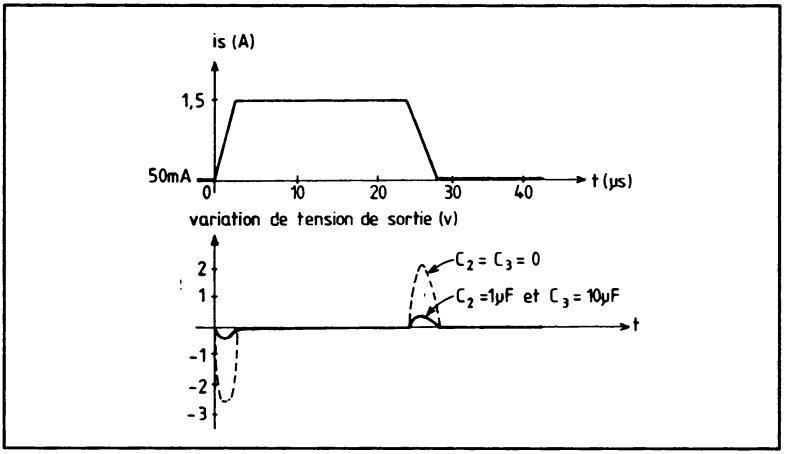


Fig. VII-62 : Régime transitoire dû à une variation de courant de charge pour le circuit LM317 ($v_E = 15$ V ; $v_S = 10$ V ; $\theta_j = 25°C$).

vis des variations de la tension d'entrée et du courant de sortie.

Exemple

On veut réaliser une alimentation de 4,5 V. Avec un régulateur intégré du type LM317, on impose une résistance R_2 de 120 Ω pour respecter la condition de courant minimal et on calcule R_1 pour avoir la tension voulue par la formule :

$$R_1 = (\frac{V_S}{V_r} - 1)\ R_2$$

On obtient :

$$R_1 = (\frac{4,5}{1,25} - 1) \times 120 = 312\ \Omega$$

Si l'on n'est pas trop exigeant sur la précision, on se contente d'une valeur normalisée de 330 Ω, 5 %. Il est également possible d'utiliser des résistances à 1 %, mais une erreur subsiste à cause de la dispersion de V_r (1,20 V à 1,30 V). On peut alors envisager un ajustage qui permette de régler la tension de sortie à 4,5 V quelles que soient les valeurs des résistances et de la tension de référence. Un potentiomètre de 220 Ω, 10 % associé à une résistance fixe de 220 Ω, 5 % à la place de R_1 permet d'atteindre le résultat. La tension d'entrée doit dépasser d'au moins 2,5 V la tension de sortie. On choisit par exemple 9 V avec une marge de sécurité. Le schéma final est indiqué à la figure VII-63.

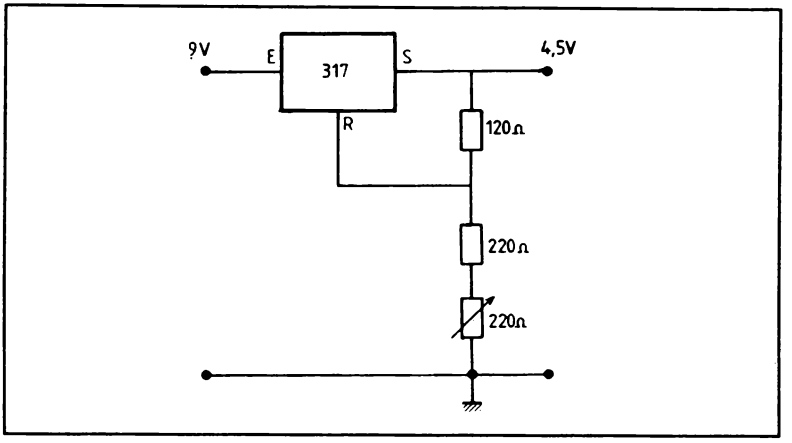


Fig. VII-63 : Exemple de régulateur avec ajustage de la tension de sortie.

MONTAGE DE BASE (REGULATEUR DE TENSION NEGATIVE)

Un condensateur C_2 doit ici être obligatoirement branché en sortie pour assurer la stabilité du système (figure VII-64). La capacité recommandée est de 1 µF pour un élément au tantale. Comme pour tous les autres circuits intégrés, un condensateur C_1 est nécessaire à l'entrée si la distance entre filtre et régulateur est appréciable. La relation qui définit la tension de sortie est la même que pour le régulateur positif, mais la tension de référence V_r est opposée (valeur typique − 1,25 V).

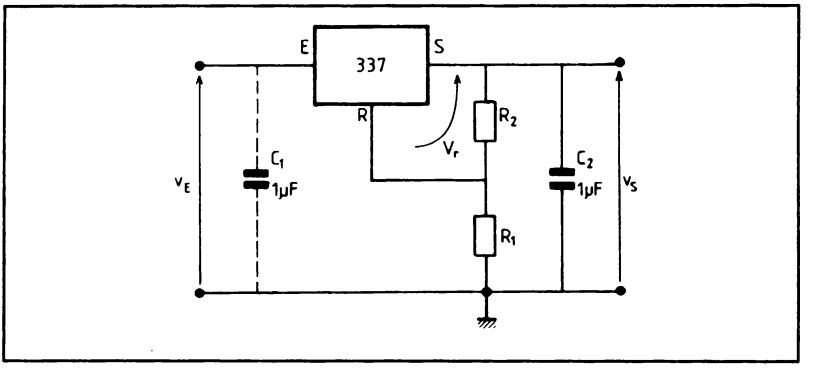


Fig. VII-64 : Montage de base d'un régulateur de tension réglable négative.

REGLAGE DE LA TENSION

La façon la plus élémentaire de faire varier la tension de sortie du régulateur est de remplacer R_1 par un potentiomètre (figure VII-65). La valeur minimale de v_S, atteinte lorsque R_1 est nulle, est la tension de référence (valeur typique 1,25 V). La valeur maximale est fixée par la résistance totale du potentiomètre. Par exemple, si R_2 est une résistance de 120 Ω et R_1 un potentiomètre de résistance totale 2,2 kΩ, on atteint :

$$v_{S\,max} = (1 + \frac{2\,200}{120}) \times 1{,}25 = 24{,}2 \text{ V}$$

La plage des variations s'étend donc de 1,25 V à 24 V environ. Les limites exactes dépendent évidemment des tolérances des composants.

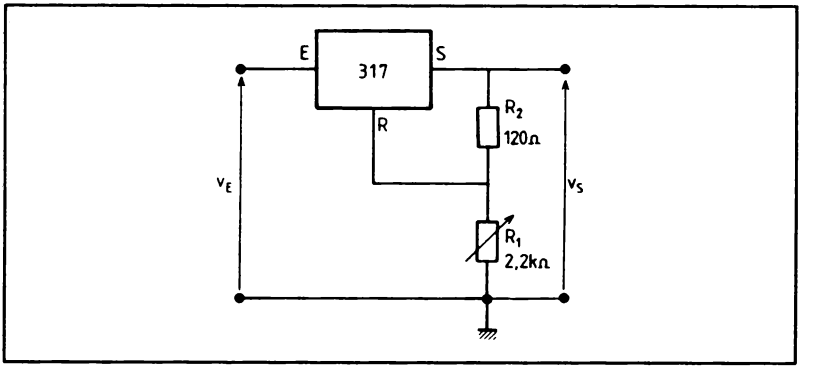


Fig. VII-65 : Régulateur à tension variable.

Pour obtenir des variations de tension à partir de 0, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative. Une extrémité du diviseur résistif est alors connectée à une tension opposée à la référence afin de compenser son influence. On peut utiliser un circuit intégré référence de tension du type LM313 dont la tension nominale est de 1,22 V (figure VII-66) ou, si l'on est moins exigeant sur la précision,

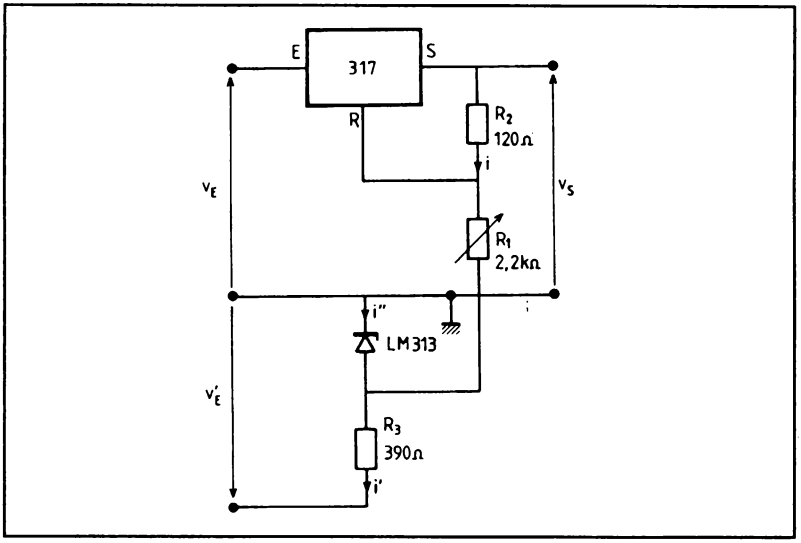


Fig. VII-66 : Régulateur à tension variable à partir de 0.

deux diodes de signal mises en série (figure VII-67). La résistance R_3 permet de fixer un courant de polarisation correct dans l'élément de référence auxiliaire. La tension minimale, obtenue lorsque R_1 est nulle, est très voisine de zéro : c'est la différence entre V_r (valeur typique 1,25 V) et la tension de référence (valeur typique 1,22 V pour le circuit intégré, ou environ 1,2 V pour les deux diodes). La tension maximale est obtenue lorsque le potentiomètre est en bout de course. Par exemple, avec une résistance R_2 de 120 Ω et un potentiomètre R_1 de valeur totale 2,2 kΩ, on obtient :

$$v_{S\,max} = \frac{R_1}{R_2}\, V_r$$

$$v_{S\,max} = \frac{2\,200}{120} \times 1{,}25 = 22{,}9 \text{ V}$$

La tension d'entrée doit être supérieure de plus de 2,5 V au maximum de la tension de sortie. On peut choisir par exemple une valeur de 28 V pour v_E. L'alimentation négative auxiliaire v'_E et la résistance R_3 doivent permettre une polarisation du circuit de

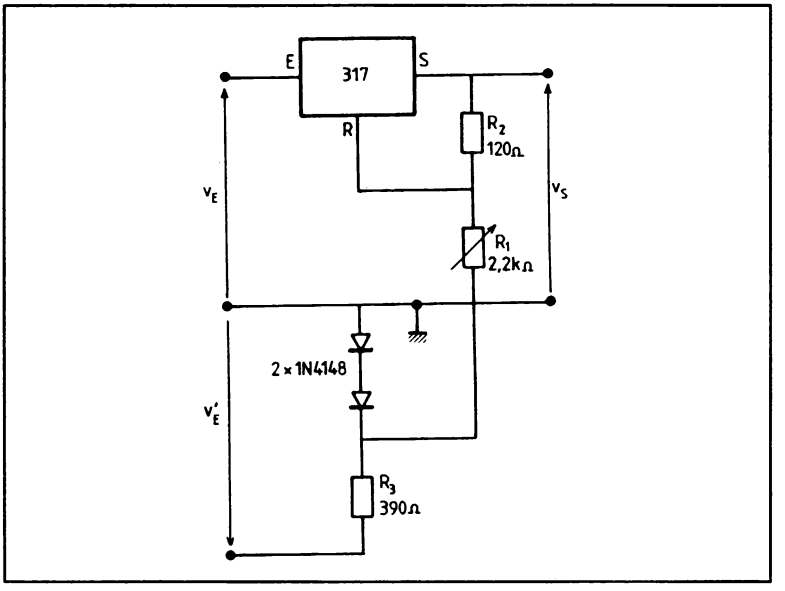


Fig. VII-67 : Version moins performante du régulateur à tension variable à partir de 0.

référence. Par exemple, une tension v'_E de -10 V et une résistance R_3 de 390 Ω donnent une intensité :

$$i' = \frac{10 - 1{,}22}{390} = 22{,}5 \text{ mA}$$

Par ailleurs, le diviseur résistif est parcouru par :

$$i = \frac{1{,}25}{120} = 10{,}4 \text{ mA}$$

Le courant dans la diode de référence est donc :

$$i'' = 22{,}5 - 10{,}4 = 12{,}1 \text{ mA}$$

Cette valeur est tout à fait correcte pour le fonctionnement du circuit de référence.

COMMUTATION DE LA TENSION DE SORTIE

Il est parfois intéressant de pouvoir modifier la tension de sortie d'un régulateur en fonction d'une information logique. Le montage de la figure VII-68 remplit cette fonction. Le transistor T est commandé en commutation. Lorsqu'il est bloqué, le régulateur fonctionne normalement dans sa version de base et on a :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2})\, V_r$$

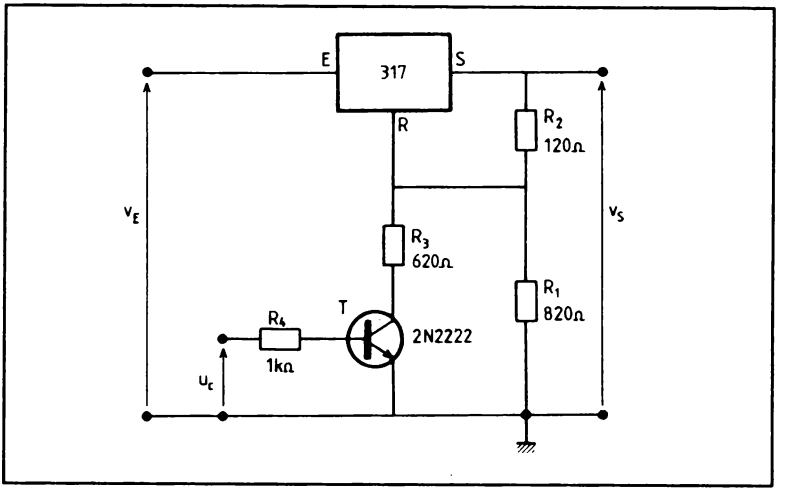


Fig. VII-68 : Commutation de la tension de sortie.

Quand le transistor est saturé, R_3 vient en parallèle de R_1 (en négligeant l'influence de la tension de saturation $V_{CE\ sat}$). La résistance équivalente est :

$$R'_1 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

Le régulateur délivre donc dans ce cas une tension :

$$v'_S = (1 + \frac{R'_1}{R_2})\ V_r$$

Exemple

On veut obtenir deux tensions régulées de 5 V et 10 V, le choix étant dicté par des niveaux TTL. Afin de satisfaire les exigences sur le courant de sortie du circuit intégré, on prend pour R_2 une résistance de 120 Ω, 5 %. On calcule alors R_1 pour obtenir une tension de sortie de 10 V :

$$R_1 = (\frac{10}{1{,}25} - 1) \times 120 = 840\ \Omega$$

On choisit comme valeur normalisée 820 Ω, 5 %. On calcule ensuite R'_1 pour arriver à une tension de 5 V :

$$R'_1 = (\frac{5}{1{,}25} - 1) \times 120 = 360\ \Omega$$

Il faut alors choisir une résistance dans la série E24 telle que sa mise en parallèle sur 820 Ω donne une résistance équivalente voisine de 360 Ω. C'est la valeur 620 Ω qui convient le mieux. Le transistor peut être n'importe quel modèle de petite puissance. On a choisi ici un

2N2222. La résistance R_4 doit fixer un courant de base suffisant pour assurer la saturation du transistor lorsque u_c est à l'état haut. Une valeur de 1 kΩ, 5 % permet de vérifier la condition de saturation avec une bonne marge de sécurité. Quand u_c est à l'état bas, le transistor est bloqué, sans autre condition.

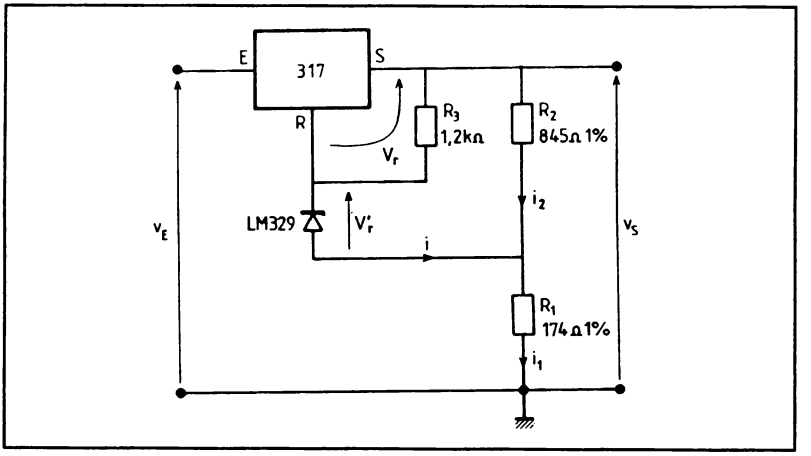


Fig. VII-69 : Régulateur à haute stabilité.

AMELIORATION DE LA STABILITE

Quand on souhaite obtenir une excellente stabilité de la tension de sortie d'un régulateur, on ajoute un circuit intégré référence de tension externe comme le montre la figure VII-69. La stabilité de la tension $V'_r + V_r$ est nettement meilleure que celle de V_r si l'on choisit une source de référence de valeur élevée devant celle de la référence interne. On a choisi ici un circuit intégré LM329. Sa tension nominale est de 6,9 V. On obtient donc un régulateur dont la tension de référence réelle est :

$$V'_r + V_r = 6{,}9 + 1{,}25 = 8{,}15 \text{ V}$$

La résistance R_3 polarise le circuit LM329. Pour le calcul des éléments, il faut tenir compte du fait que le courant dans la nouvelle référence n'est pas négligeable, contrairement à celui de la borne R du régulateur intégré.

Exemple

On veut réaliser un régulateur très stable délivrant une tension de 10 V. On polarise le circuit LM329 par un courant de l'ordre de 1 mA (le minimum nécessaire étant de 0,6 mA). On choisit pour cela :

$$R_3 = 1{,}2 \text{ kΩ, 5 \%}$$

Le courant qui sort de la borne R du régulateur étant négligeable, devant ce courant de polarisation, on a :

$$i = \frac{1{,}25}{1{,}2} = 1{,}04 \text{ mA}$$

L'intensité de sortie du régulateur intégré devant être d'au moins 10 mA, on choisit R_2 en conséquence. Une bonne précision étant demandée pour la tension de sortie, on utilise les valeurs de la série E96 :

$$R_2 = 845\ \Omega,\ 1\ \%$$

Le courant correspondant est :

$$i_2 = \frac{8{,}15}{845} = 9{,}64 \text{ mA}$$

On en déduit le courant qui travers R_1 :

$$i_1 = 1{,}04 + 9{,}64 = 10{,}7 \text{ mA}$$

Il suffit alors de choisir R_1 de façon à arriver à 10 V en sortie. On prend :

$$R_1 = 174\ \Omega,\ 1\ \%$$

La tension obtenue vaut :

$$v_S = 8{,}15 + 174 \times 10{,}7.10^{-3} = 10{,}0 \text{ V}$$

On améliore le coefficient de température du régulateur avec le montage de la figure VII-70. On utilise une référence de tension

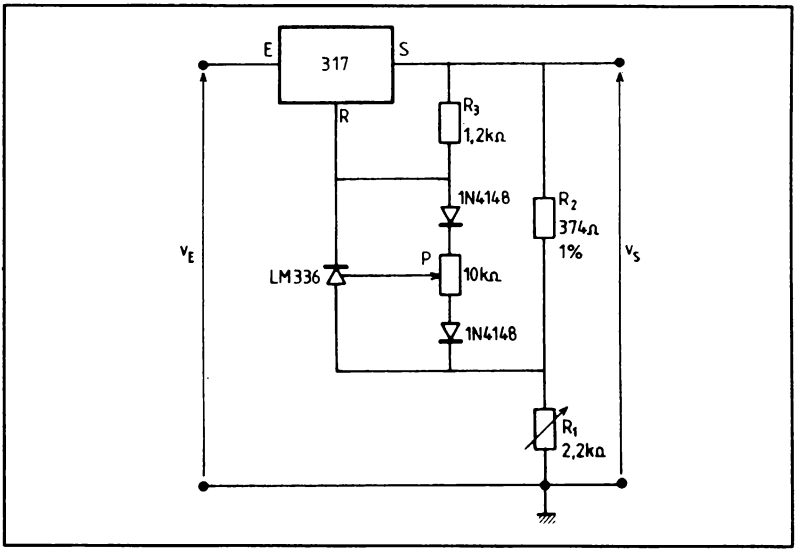


Fig. VII-70 : Régulateur à faible coefficient de température.

réglable du type LM336. Le potentiomètre P associé aux deux diodes permet d'ajuster le coefficient de température au minimum. Ce réglage correspond à une tension de 2,49 V aux bornes du circuit LM336. Compte tenu de la tension interne de référence du régulateur (1,25 V), on doit régler P afin d'obtenir 3,75 V aux bornes de R_2. En prenant une résistance de 374 Ω, 1 %, le courant qui traverse cet élément est de 10 mA. Compte tenu du courant dans R_3 (1,04 mA), le minimum d'intensité en sortie du régulateur intégré est bien assuré. Le potentiomètre R_1 permet le réglage de la tension de sortie.

AUGMENTATION DU COURANT DE SORTIE

La mise en parallèle des régulateurs de tension réglable est possible,

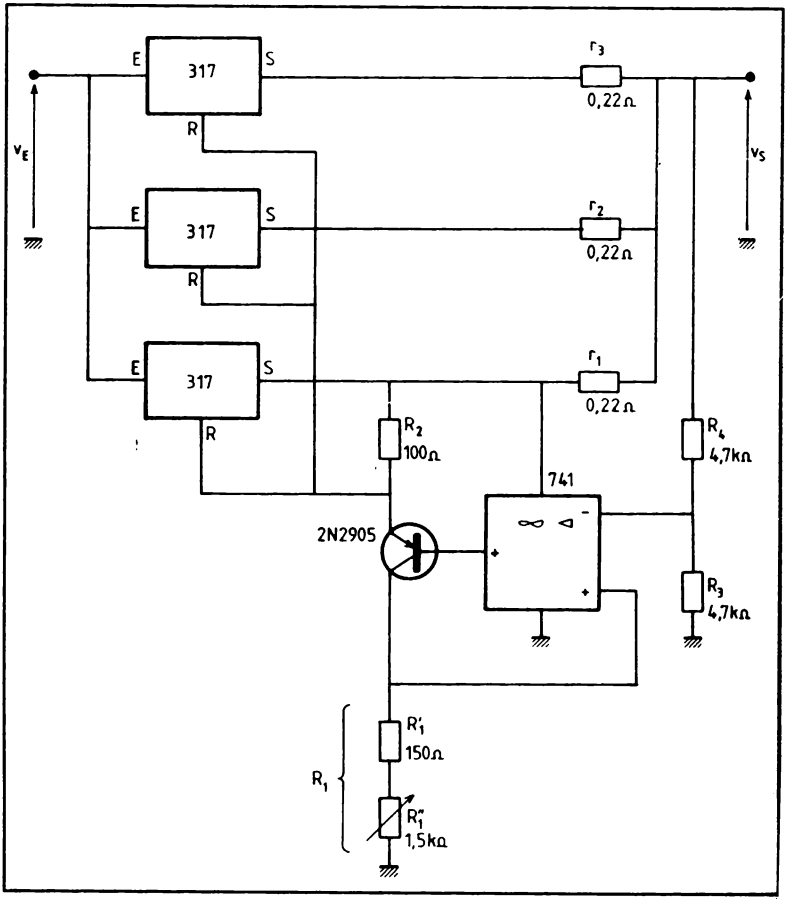


Fig. VII-71 : Mise en parallèle de régulateurs de tension variable.

mais les performances obtenues avec de simples résistances d'équilibrage sont médiocres du fait de la dispersion des valeurs des tensions de référence. On utilise en général un amplificateur opérationnel externe pour assurer une bonne régulation. Un premier exemple apparaît à la figure VII-71. Trois régulateurs du type LM317 sont associés pour délivrer une intensité maximale de 4 A. Le courant dans la résistance R_2 est constant puisque la tension à ses bornes est la tension de référence V_r d'un régulateur intégré. Ce courant traverse également R_1 car l'intensité de base du transistor est négligeable. La tension aux bornes de cette résistance R_1 est donc constante, pour un réglage donné du potentiomètre. Or l'amplificateur opérationnel maintient une égalité des tensions sur ses deux entrées. Le diviseur résistif R_3, R_4 appliquant la moitié de la tension de sortie v_S sur l'entrée inverseuse, cette tension est maintenue constante quel que soit le débit du circuit. La boucle de réaction agit avec la commande de la conduction du transistor par l'amplificateur opérationnel. Le potentiomètre R''_1 assure le réglage de la tension. Un deuxième exemple est donné à la figure VII-72. Il s'agit ici de la mise en parallèle de deux régulateurs intégrés du type LM338 pour arriver à

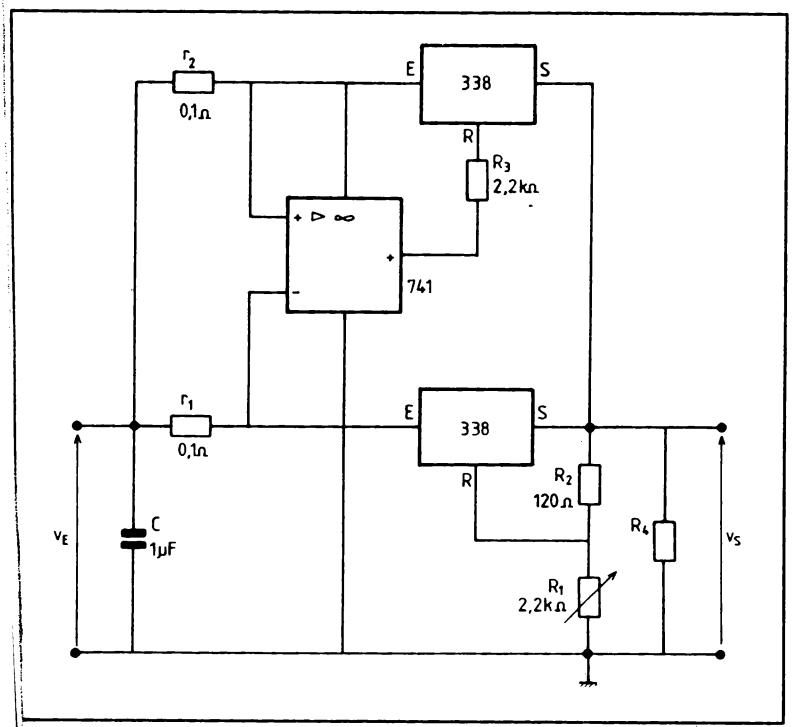


Fig. VII-72 : Régulateur 10 A.

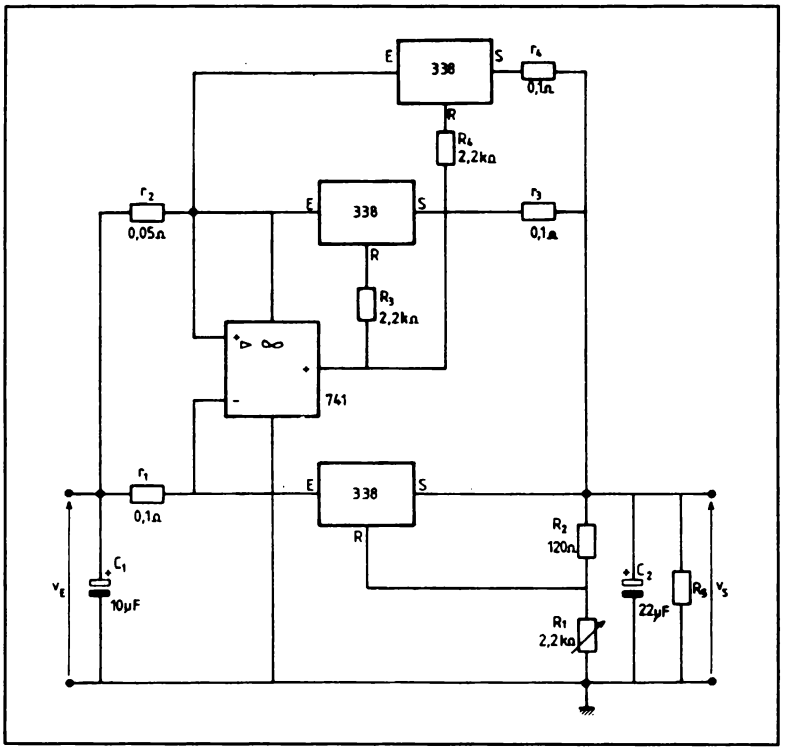


Fig. VII-73 : Régulateur 15 A.

un courant maximal de 10 A. Ici, l'amplificateur opérationnel assure l'égalité des tensions aux bornes des deux résistances de 0,1 Ω prises en série dans les connexions d'entrée des deux circuits intégrés afin d'imposer une bonne répartition des courants. La résistance R_4 doit être calculée pour que le courant de charge ne descende jamais au-dessous de 100 mA. On peut aussi atteindre une intensité maximale de 15 A avec trois régulateurs intégrés du type LM338 comme le montre la figure VII-73. Les résistances r_1 et r_2 assurent le partage du courant entre un régulateur qui fixe la tension de sortie et un groupe de deux autres régulateurs. Les résistances r_3 et r_4 permettent la répartition entre les deux régulateurs du groupe précédent. La résistance R_5 doit être calculée pour que le courant de charge ne tombe jamais au-dessous de 100 mA. Il faut aussi remarquer que la présence des résistances en série augmente la différence minimale entre l'entrée et la sortie du montage : on doit disposer ici d'au moins 4 V.

Il est également possible d'augmenter l'intensité maximale d'un régulateur en ajoutant un transistor de puissance externe. Un

exemple est indiqué à la figure VII-74. On utilise un pseudo-Darlington pour obtenir un courant élevé. La résistance R_3 détermine le seuil de conduction de cet étage de puissance. La résistance R_6 doit être calculée pour que le courant de charge ne soit jamais inférieur à 30 mA.

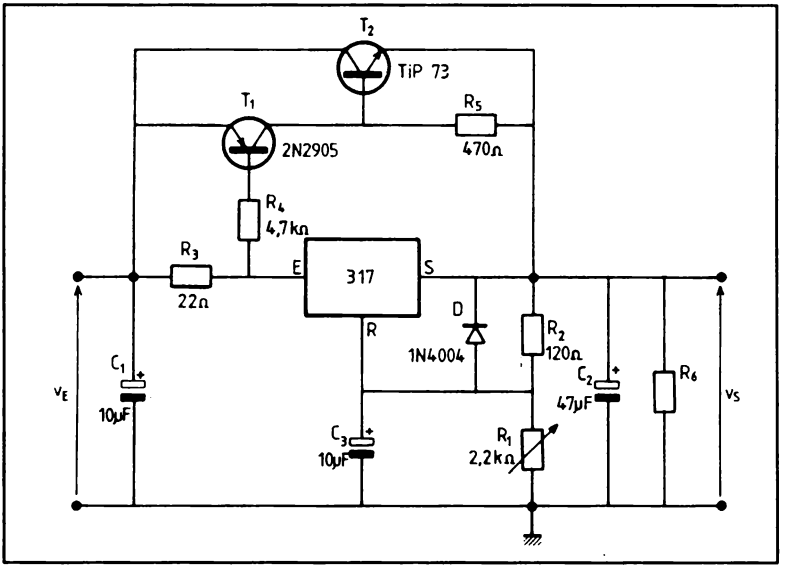


Fig. VII-74 : Augmentation du courant par transistor externe.

INHIBITION

On peut commander le blocage du fonctionnement d'un régulateur à partir d'un signal logique en utilisant le circuit de la figure VII-75.

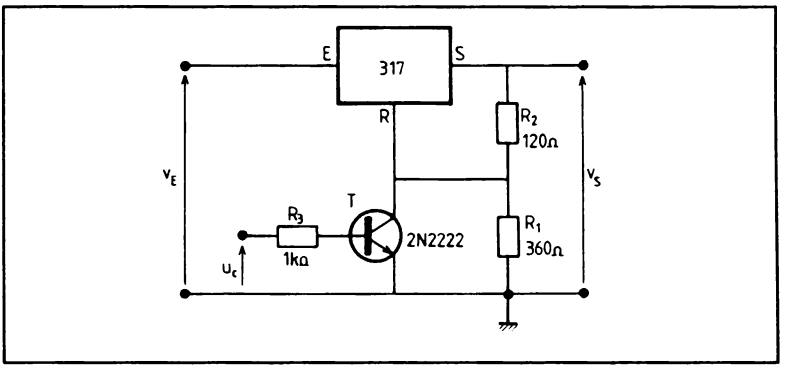


Fig. VII-75 : Commande d'inhibition d'un régulateur 5 V.

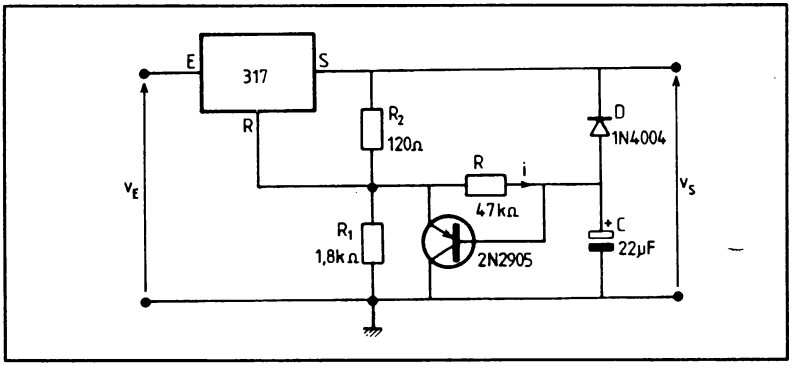


Fig. VII-76 : Régulateur à mise sous tension progressive.

Lorsque le transistor est bloqué (u_c à l'état bas), le régulateur fonctionne normalement. En choisissant respectivement 120 Ω et 360 Ω, 5 % pour R_2 et R_1, on obtient en sortie :

$$v_S = (1 + \frac{360}{120}) \times 1{,}25 = 5 \text{ V}$$

Lorsque le transistor est saturé (u_c au niveau haut), la tension de sortie est sensiblement égale à la tension de référence du régulateur, soit :

$$v_S = 1{,}25 \text{ V}$$

La résistance R_3 doit avoir une valeur suffisamment faible pour assurer la condition de saturation du transistor.

MISE SOUS TENSION PROGRESSIVE

Le montage est donné à la figure VII-76. A la mise sous tension, v_S vaut environ 1,9 V ($V_r + V_{EB}$) car le condensateur C est déchargé. Le courant dans R est constant puisque la tension est imposée par le transistor :

$$i = \frac{V_{EB}}{R}$$

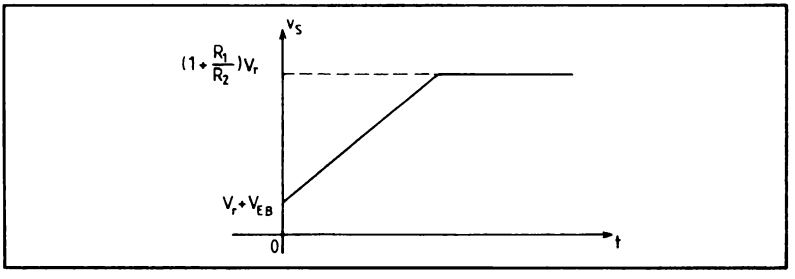


Fig. VII-77 : Allure de la montée en tension.

La charge du condensateur est donc linéaire et s'arrête lorsque la tension de sortie atteint le niveau choisi. La courbe correspondante est indiquée à la figure VII-77. La diode D permet la décharge de C lors de la coupure de l'alimentation. Avec les valeurs numériques choisies, la tension de sortie en régime permanent vaut :

$$v_S = (1 + \frac{1\,800}{120}) \times 1{,}25 = 20 \text{ V}$$

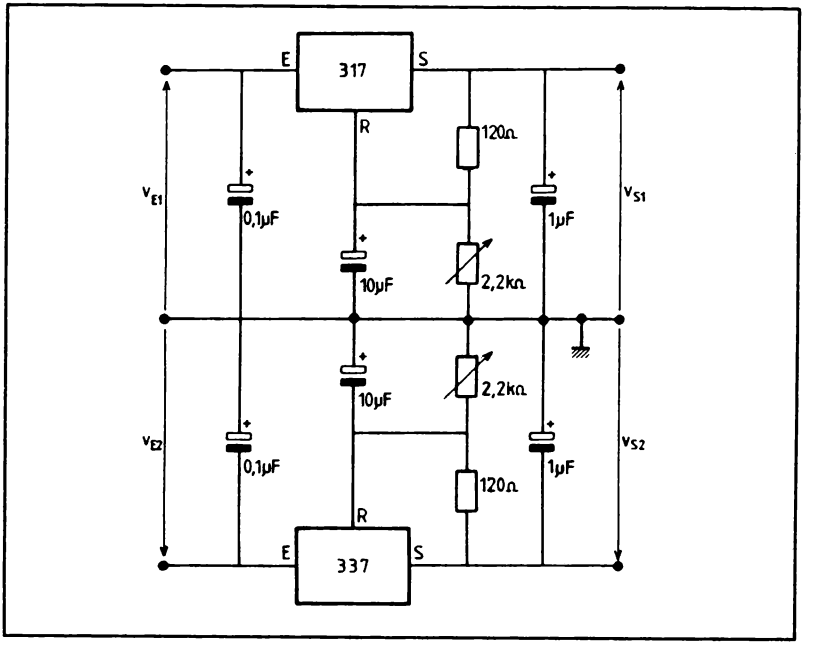


Fig. VII-78 : Régulateur double.

REGULATEUR DOUBLE

On obtient deux tensions réglables séparément avec le montage de la figure VII-78. On a utilisé ici les différents condensateurs qui permettent d'améliorer les performances du montage (ondulation, impédance de sortie aux hautes fréquences). Compte tenu des valeurs numériques la plage de réglage s'étend de 1,25 V à 24 V environ pour chaque voie. Des tensions d'entrée symétriques de 28 V et −28 V peuvent convenir : elles assurent en permanence l'écart de tension nécessaire au fonctionnement des régulateurs intégrés. En fonction de la dissipation possible pour les circuits intégrés, le courant maximal ne sera pas disponible lorsque la différence entre les tensions d'entrée et de sortie est élevée.

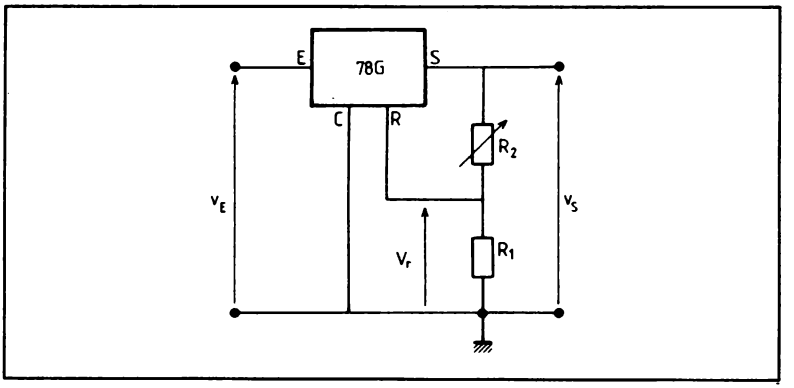


Fig. VII-79 : Régulateur de tension réglable à quatre bornes.

AUTRES REGULATEURS INTEGRES

REGULATEUR DE TENSION REGLABLE A QUATRE BORNES

Certains régulateurs possèdent quatre connexions : l'entrée, la sortie, la masse et la borne de réglage (figure VII-79). On peut citer parmi ceux-ci les régulateurs complémentaires μA78G et μA79G chez Fairchild qui peuvent débiter jusqu'à 1 A. Ces circuits sont réalisés comme des régulateurs de tension fixe, mais l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur est disponible au lieu d'être reliée à un diviseur résistif interne. De ce fait, le courant de repos s'écoule par la masse (6 mA maximum pour le μA78G) tandis que le courant de la borne de réglage est très faible (8 μA maximum pour le même modèle). On a donc moins de contraintes sur les valeurs des résistances du diviseur qu'avec un régulateur à trois bornes. La tension de référence est présente entre la borne de réglage et la masse (5 V pour le μA78G et $-2{,}23$ V pour le μA79G). La tension de sortie est donc :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

Pour faire varier la tension, on remplace R_2 par un potentiomètre. Sur le même principe, on rencontre une série de composants chez Lambda : les régulateurs complémentaires LAS15U et LAS18U qui peuvent fournir 1,5 A et les régulateurs positifs LAS16U (pour 2 A), LAS14U (pour 3 A), LAS19U (pour 5 A) et LAS39U (pour 8 A).

REGULATEUR DE TENSION ET DE COURANT REGLABLE

Un circuit intégré très intéressant pour la conception des

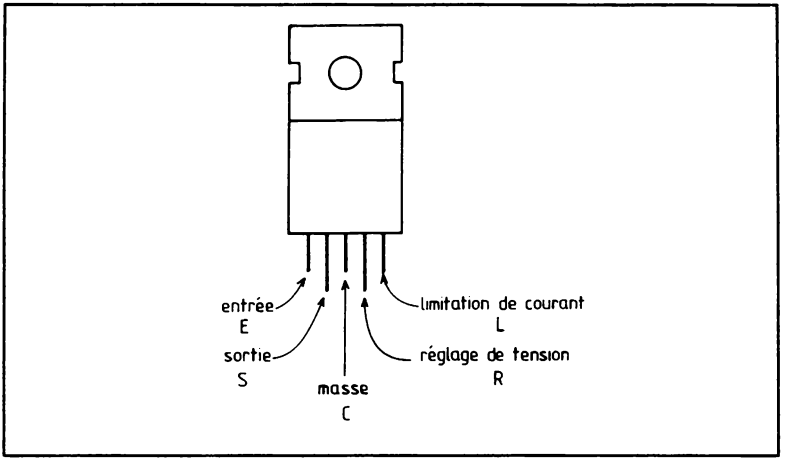


Fig. VII-80 : Brochage du circuit intégré L200.

Tension d'entrée en continu	40 V
Tension d'entrée pendant moins de 10 ms	60 V
Tension différentielle (entre entrée et sortie)	32 V

Tableau VII-10 : Limites absolues pour le régulateur L200.

alimentations variables est le L200 fabriqué par SGS Thomson. Il s'agit d'un régulateur à cinq bornes permettant très facilement le réglage de la tension et du courant. Le brochage est donné à la figure VII-80. On retrouve l'entrée E, la sortie S, la masse C et la borne de

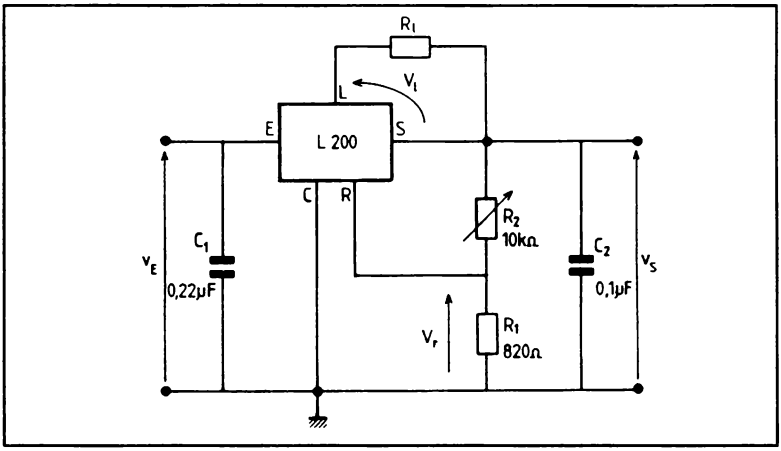


Fig. VII-81 : Régulateur de tension avec limitation de courant.

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Gamme des tensions de sortie	$i_S = 10$ mA	2,85		36	V
Régulation de ligne	$v_S = 5$ V $8\ V \leqq v_E \leqq 18\ V$	48	60		dB
Régulation de charge	$\Delta i_S = 2$ A		0,15	1	%
Courant de repos (borne C)	$v_E = 20$ V		4,2	9,2	mA
Chute de tension entre l'entrée et la sortie	$i_S = 1,5$ A $\frac{\Delta v_S}{v_S} \leqq 2\ \%$		2	2,5	V
Tension de référence	$v_E = 20$ V $i_S = 10$ mA	2,64	2,77	2,86	V
Seuil de tension pour la limitation en courant (entre les bornes S et L)	$v_E = 10$ V $v_S = V_r$ $i_S = 100$ mA	0,38	0,45	0,52	V
Courant maximal de court-circuit	$v_E - v_S = 14$ V bornes L et S court-circuitées			3,6	A

Tableau VII-11 : Caractéristiques essentielles du régulateur L200 ($\theta_a = 25°C$).

réglage R comme dans un régulateur à quatre bornes, mais on dispose en plus de la broche L pour fixer la limite de courant. Les tableaux VII-10 et VII-11 indiquent les limitations absolues et les principales caractéristiques du circuit. Le schéma de base correspond à la figure VII-81. Le réglage de la tension se fait comme pour un régulateur à quatre bornes :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

La valeur typique de V_r étant ici de 2,77 V, le courant maximal de sortie est fixé par la résistance R_ℓ:

$$i_{S\ max} = \frac{V_l}{R_l}$$

La valeur typique de V_ℓ étant 0,45 V.
Quand on souhaite utiliser le courant maximal du circuit sans fixer de limitation, on remplace R_ℓ par un court-circuit. Il est possible d'utiliser diverses variantes du circuit de base en procédant à des modifications déjà étudiées pour les régulateurs précédents. On peut tout d'abord augmenter les possibilités en courant de sortie avec un

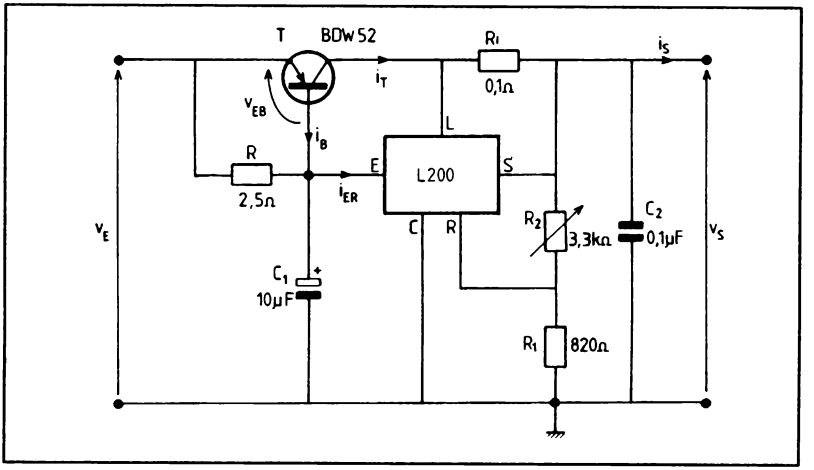


Fig. VII-82 : Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

transistor PNP externe. Le schéma est indiqué à la figure VII-82. L'intensité maximale est imposée par la résistance R_ℓ :

$$i_{S\ max} = \frac{V_l}{R_l}$$

Le choix de R détermine le partage du courant entre transistor et régulateur intégré. On a, comme pour les régulateurs fixes :

$$R = \frac{v_{EB}}{i_{ER} - \frac{i_T}{\beta}}$$

Exemple

On veut pouvoir débiter 4,5 A. On partage le courant en 4 A dans le transistor et 0,5 A dans le régulateur intégré. Compte tenu de ce courant (et aussi de la tension), on choisit un modèle de transistor : on fait appel ici à un BDW52. Son β vaut 40 pour le courant choisi et sa tension v_{EB} est de l'ordre de 1 V pour ce même courant. On calcule alors la valeur à donner à R :

$$R = \frac{1}{0{,}5 - \frac{4}{40}} = 2{,}5\ \Upsilon$$

La résistance de limitation R_l doit être dimensionnée pour 4,5 A :

$$R_l = \frac{0{,}45}{4{,}5} = 0{,}1\ \Omega$$

D'autres variantes du montage sont données aux figures VII-83 et VII-84 : elles permettent d'utiliser une tension d'entrée élevée dans le premier cas, des tensions d'entrée et de sortie élevées dans le second cas. Le choix des éléments s'effectue comme avec les autres régulateurs. Un circuit plus particulier est représenté à la figure VII-85. Il permet une montée progressive de la tension de sortie. A la

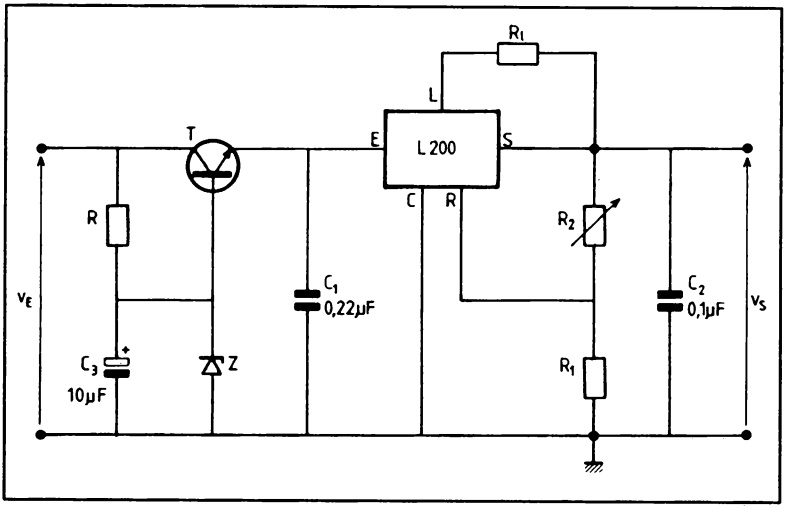


Fig. VII-83 : Régulateur pour tension d'entrée élevée.

mise sous tension, le condensateur C est déchargé et la tension de sortie vaut :

$$v_S = V_l = 0{,}45\ V$$

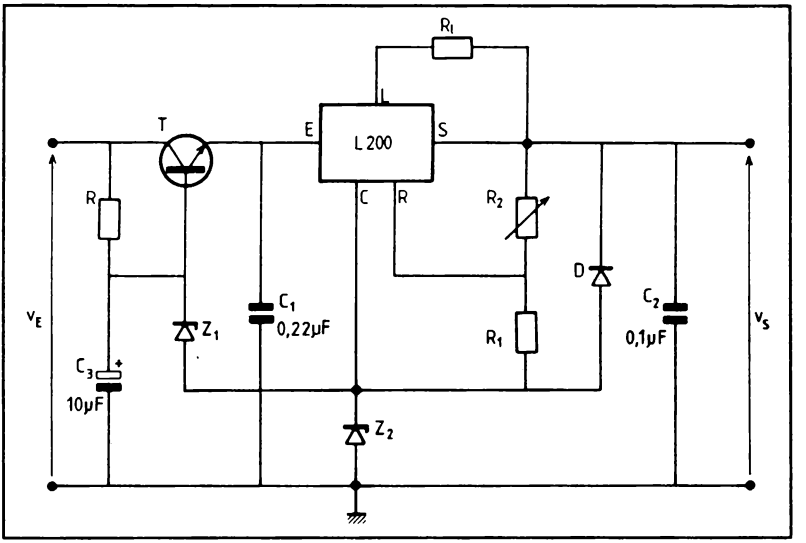


Fig. VII-84 : Régulateurs pour tensions d'entrée et de sortie élevées.

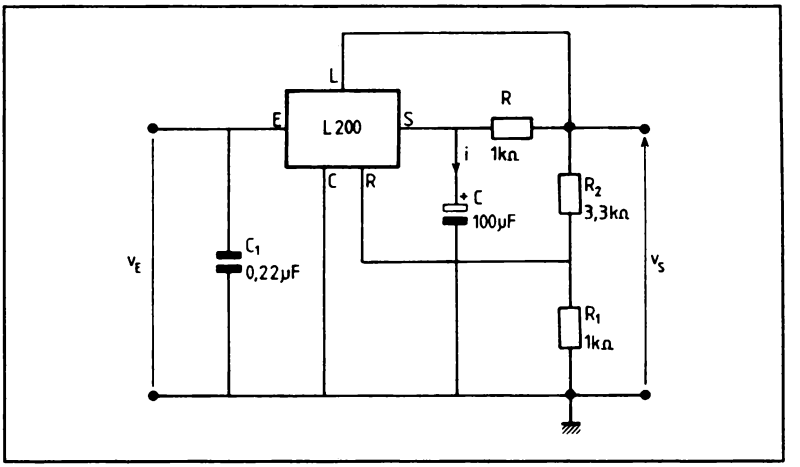


Fig. VII-85 : Mise sous tension progressive.

La tension aux bornes de R restant égale à V_1 ,le courant qui traverse cette résistance est constant :

$$i = \frac{V_1}{R}$$

Ce courant charge le condensateur C :

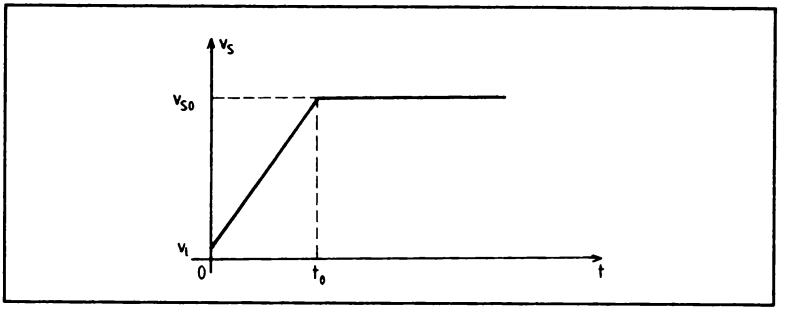


Fig. VII-86 : Allure de la montée en tension.

$$v_S - V_I = \frac{i}{C}\, t$$

On en déduit l'instant t_o où la tension de sortie atteint sa valeur en régime permanent, v_{So} (figure VII-86) :

$$t_o = RC\frac{v_S - V_I}{V_I}$$

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension de 12 V atteignant son régime permanent environ 2,5 s après sa mise sous tension. On choisit des résistances de 1 kΩ et 3,3 kΩ respectivement pour R_1 et R_2. Cela donne :

$$v_{So} = (1 + \frac{3,3}{1}) \times 2,77 = 11,9 \text{ V}$$

Le produit RC du circuit de temporisation doit valoir :

$$RC = 2,5\ \frac{0,45}{12 - 0,45} = 9,74.10^{-2} \text{ s}$$

On choisit par exemple R = 1 kΩ et C = 100 μF, ce qui conduit à :

$$RC = 10^{-1} \text{ s}$$

Et donc :

$$t_o = 10^{-1}\ \frac{12 - 0,45}{0,45} = 2,57 \text{ s}$$

Pour la réalisation d'alimentations doubles, on ne dispose pas d'un régulateur de tension négative complémentaire du L200. On peut cependant utiliser deux régulateurs identiques à base de L200 à condition de disposer de deux enroulements secondaires indépendants pour le transformateur. Il est également possible d'obtenir un régulateur double à tensions asservies à l'aide d'un amplificateur opérationnel et d'un transistor de puissance : le schéma est indiqué à la figure VII-87. Avec $R_3 = R_4$, on obtient des

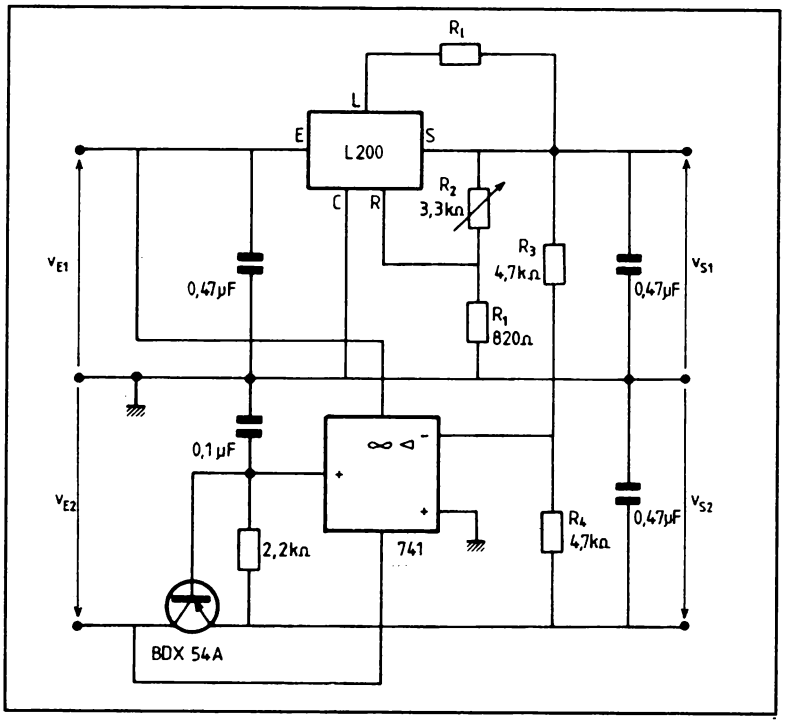


Fig. VII-87 : Régulateur double asservi.

tensions symétriques. Si R_3 est différente de R_4, on a :

$$v_{S2} = -\frac{R_4}{R_3} v_{S1}$$

La tension d'entrée doit être compatible avec la valeur maximale de la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Pour obtenir des tensions plus élevées, il est possible d'alimenter ce circuit intégré par l'intermédiaire d'une diode Zener afin de ramener le niveau dans la fourchette autorisée. On peut également remplacer l'amplificateur opérationnel et le transistor par un circuit intégré de puissance. La figure VII-88 montre le schéma d'une alimentation double faisant appel à un amplificateur opérationnel de puissance L165. Il faut bien sûr toujours respecter les limites autorisées pour les tensions d'alimentations du circuit (± 18 V pour le L165).

REGULATEUR DE TENSION SYMETRIQUE

Il existe des circuits intégrés qui regroupent deux régulateurs de tension dans le même boîtier : l'un pour la tension positive, l'autre pour la tension négative. Ces composants permettent de simplifier la

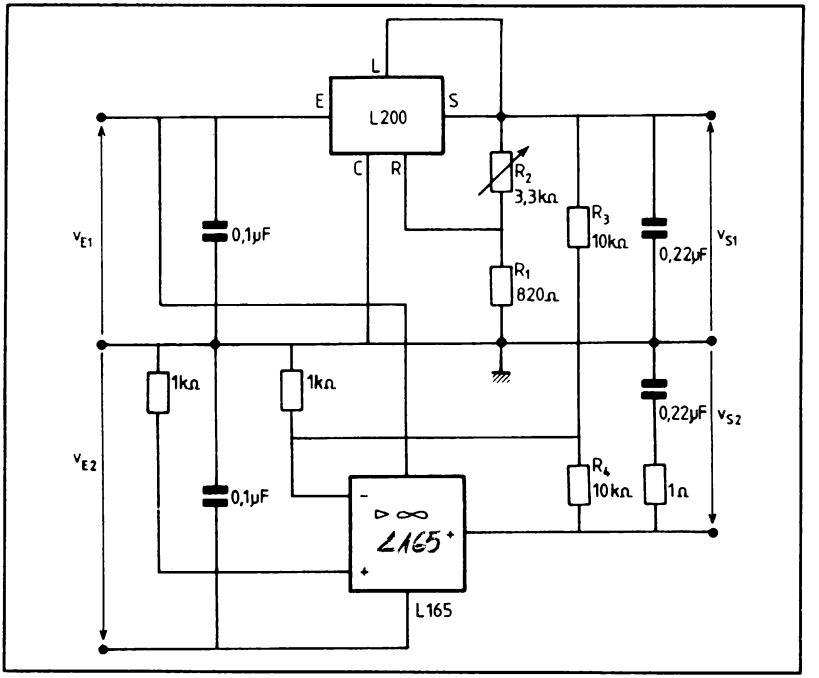


Fig. VII-88 : Régulateur double asservi utilisant un amplificateur opérationnel de puissance.

conception des alimentations symétriques. Par exemple, le modèle RC4195 de Raytheon délivre deux tensions fixes de ± 15 V avec un courant maximal de 100 mA sur chaque voie. Seuls deux condensateurs de découplage sont à ajouter au circuit (figure VII-89). Il est évidemment possible d'augmenter le courant de sortie

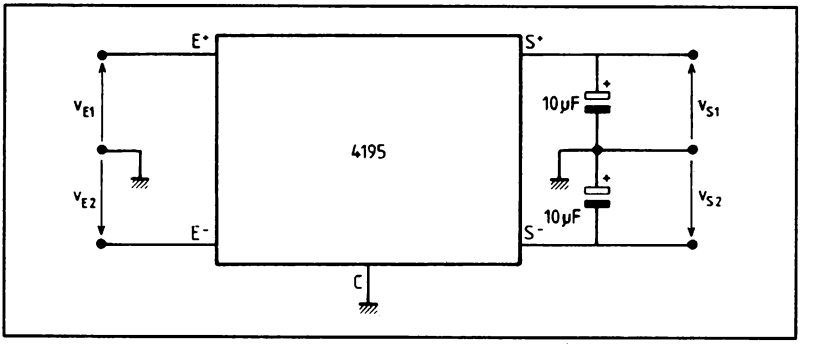


Fig. VII-89 : Régulateur ± 15 V.

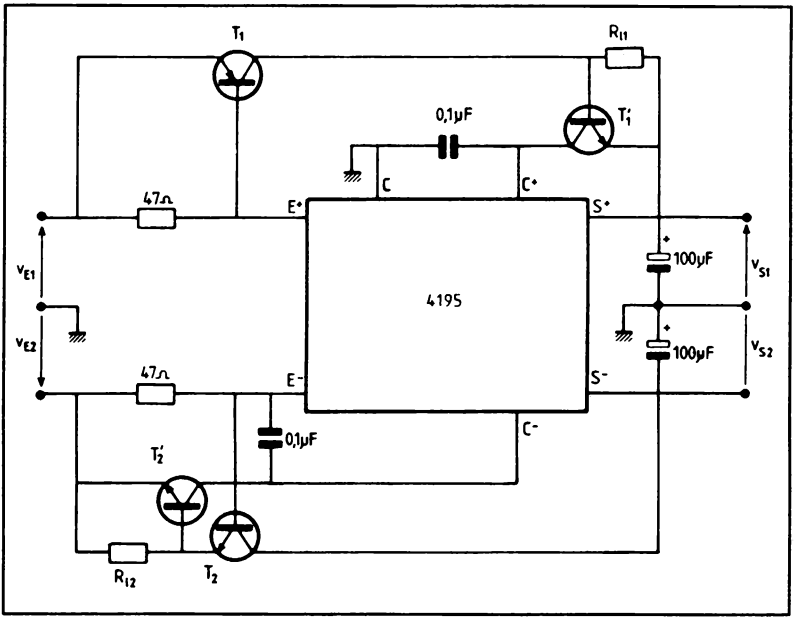


Fig. VII-90 : Augmentation des courants par transistors externes.

en ajoutant des transistors de puissance externes ainsi que des circuits de limitation du courant (figure VII-90). L'intensité maximale est donnée par :

$$I_l = \frac{V_{BE}}{R_l} \qquad (V_{BE} = 0{,}7 \text{ V})$$

Les bornes C^+ et C^- servent à la compensation du circuit. Un autre modèle du même constructeur, le RC4194 permet le choix de la tension de sortie (entre ± 50 mV et ± 42 V) par une simple résistance externe R_o (figure VII-91). La valeur de cet élément est donnée par la formule :

$$R_o = k v_{Sl} \qquad (k = 2{,}5 \text{ k}\Omega/\text{V})$$

Par exemple, on obtient des tensions de ± 12 V en choisissant $R_o = 30$ kΩ, 5 %. Le courant de sortie peut atteindre 200 mA. Au-delà, il suffit d'ajouter des transistors externes suivant le même schéma que pour le circuit précédent. Enfin, il existe une borne d'équilibrage qui permet, par branchement d'une résistance supplémentaire, d'obtenir deux tensions de valeurs absolues différentes (et toujours de signes contraires). Un autre circuit est fabriqué par Motorola, le MC1468. Il est prévu, soit pour l'obtention de 15 V sans réglage, soit pour l'obtention d'autres niveaux compris entre 8 et 20 V. En plus des entrées E^+ et E^-, des sorties S^+ et S^-,

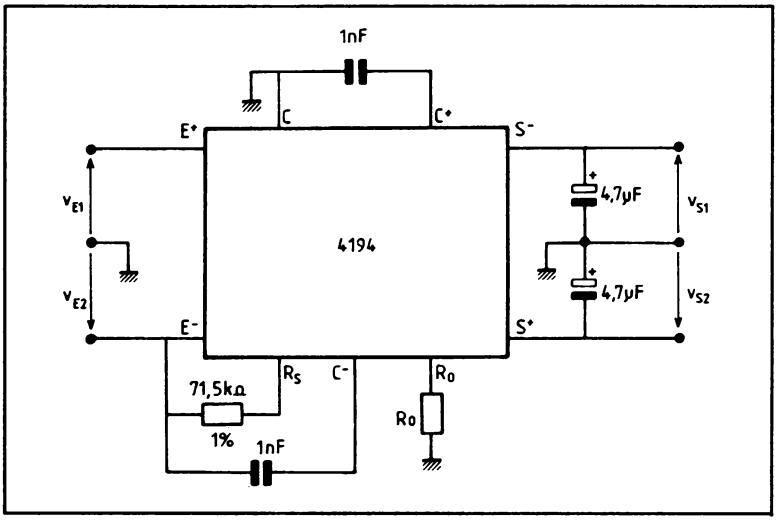


Fig. VII-91 : Réglage de la tension par une résistance.

des broches de compensation C^+ et C^- et de la masse C, on voit apparaître deux bornes de détection D^+ et D^-. Le schéma de base est donné à la figure VII-92. Les résistances R_{I1} et R_{I2} permettent de fixer les limitations de courant pour chaque voie. La formule correspondante est :

$$I_l = \frac{V_l}{R_l} \qquad (V_l = 0{,}6\ V)$$

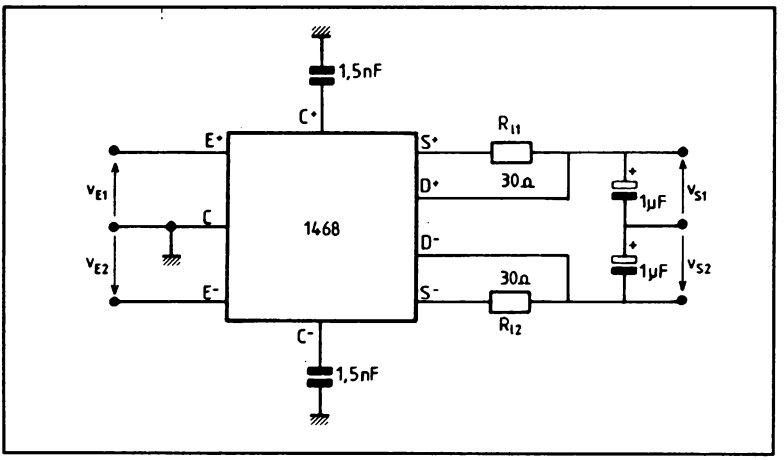


Fig. VII-92 : Régulateur ± 15 V avec limitation de courant à 20 mA.

Il est possible d'employer des transistors externes tout en conservant le rôle des circuits de limitation des courants. Le schéma est alors celui de la figure VII-93. Les trois composants cités sont également disponibles chez Exar sous les références XR4195, XR4194 et XR1468. Deux circuits un peu différents sont fabriqués par National Semiconductor : les LM325 et LM326 qui délivrent respectivement ± 15 V et ± 12 V avec des intensités maximales de 100 mA. La

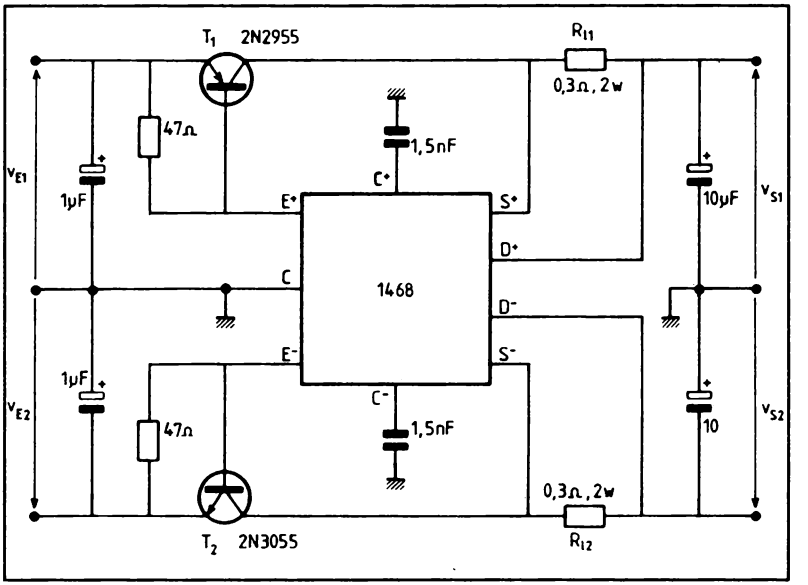


Fig. VII-93 : Augmentation des courants par transistors externes jursqu'à 2 A.

configuration adoptée permet d'utiliser deux transistors externes du type NPN alors que, pour les circuits précédents, il fallait un NPN et un PNP. Les bornes L^+ et L^- correspondent à la limitation de courant. Les condensateurs de sortie ne sont pas obligatoires, mais ils permettent d'améliorer la réponse transitoire (figure VII-94).

REGULATEUR HAUTE TENSION

Les régulateurs ordinaires du type LM317 ne permettent pas de dépasser une tension de sortie de 37 V (sauf artifice extérieur). Certains modèles particuliers autorisent des niveaux nettement plus élevés. Par exemple, le TL783C de Texas Instruments peut fournir des tensions de 1,25 V à 125 V, avec un courant pouvant atteindre 700 mA. Le boîtier TO220 a même brochage que pour le LM317. Le schéma de base est celui de la figure VII-95. La tension de référence

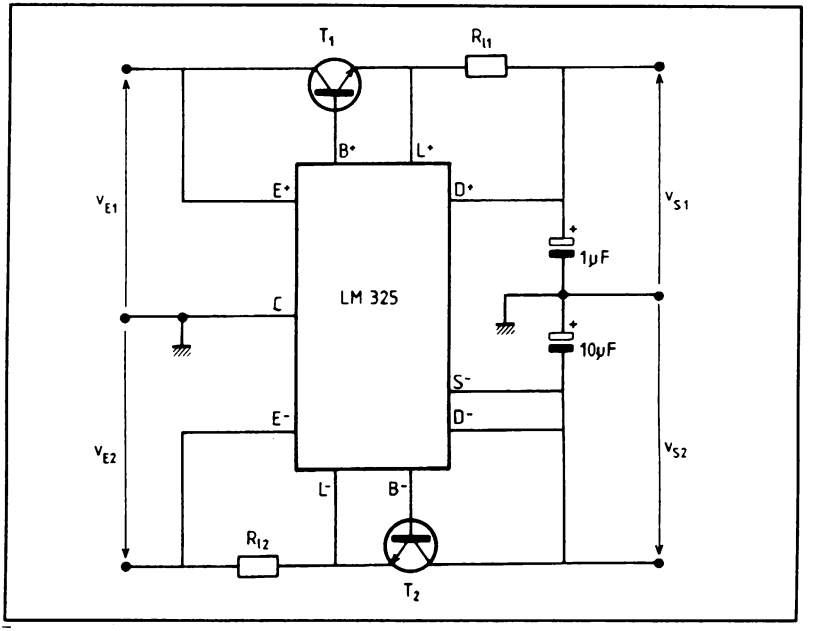


Fig. VII-94 : Régulateur ± 15 V utilisant deux transistors externes du type NPN.

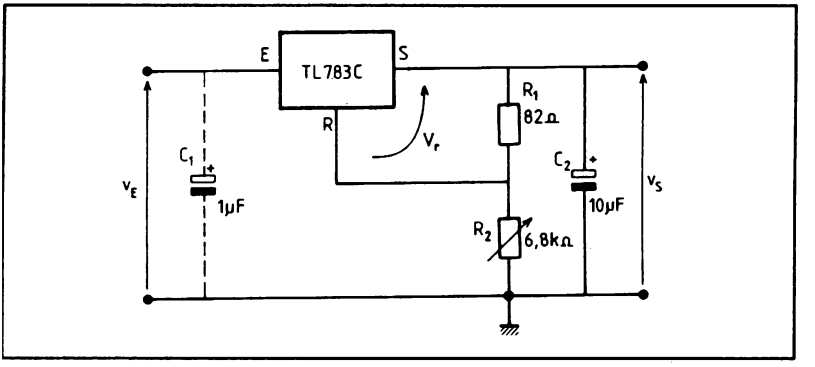


Fig. VII-95 : Régulateur haute tension.

V_r a une valeur typique de 1,25 V et la tension de sortie vaut :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2})\, V_r$$

L'intensité minimale de sortie qui garantit une bonne régulation est de 15 mA. La valeur maximale à attribuer à R_2 est donc :

$$R_{2\,max} = \frac{1,2}{15.10^{-3}} = 80\ \Omega$$

On choisit souvent une résistance de 82 Ω, 5 %. Avec un potentiomètre de 6,8 kΩ pour R_1, la tension de sortie atteint un peu plus de 100 V. Le condensateur C_2 est recommandé pour améliorer la réponse transitoire et C_1 est nécessaire si le régulateur est situé à une distance appréciable du filtre. Par contre, il est déconseillé d'utiliser un condensateur de découplage de la borne de réglage avec ce circuit intégré. Le régulateur utilisant un transistor série du type MOS, la chute de tension entre l'entrée et la sortie dépend beaucoup du courant. Pour pouvoir atteindre l'intensité maximale, il faut prévoir un écart de l'ordre de 20 V. Pour l'exemple ci-dessus, on doit appliquer à l'entrée une tension de 125 V (il ne faut pas dépasser cette valeur car la chute maximale autorisée est 125 V). Il est évidemment possible d'accroître les possibilités en courant à l'aide d'un transistor externe. La figure VII-96 montre un exemple employant un pseudo-Darlington.

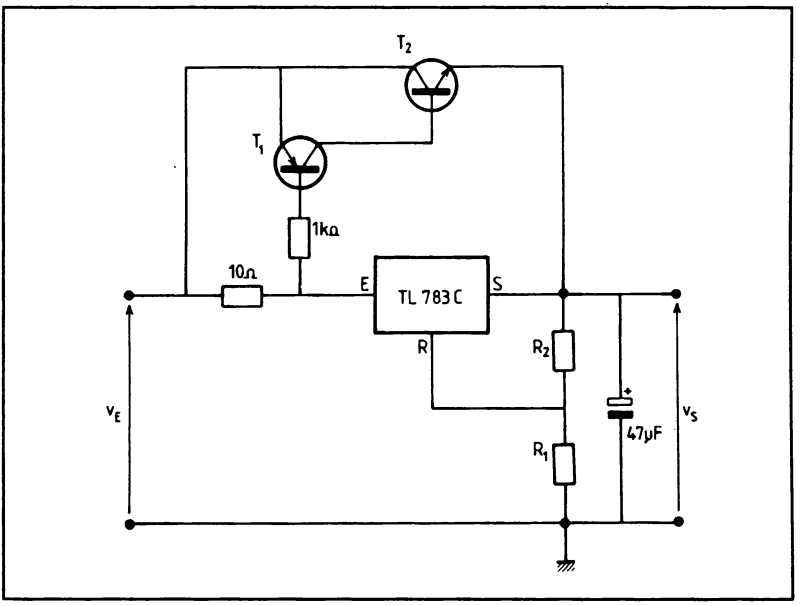


Fig. VII-96 : Régulateur haute tension avec pseudo-Darlington externe.

REGULATEUR A FAIBLE CHUTE DE TENSION

Les régulateurs intégrés ordinaires exigent une différence minimale entre les tensions d'entrée et de sortie de l'ordre de 2 à 3 V. C'est un gros inconvénient, en particulier pour les montages alimentés par pile

ou accumulateur. Des régulateurs à faible chute de tension sont apparus et résolvent le problème : ils n'exigent que quelques dizièmes de volts pour fonctionner. Le principe est de remplacer le Darlington NPN employé dans les régulateurs classiques par un transistor PNP. Outre la faible chute de tension, ces régulateurs présentent de bonnes caractéristiques sur le plan de la protection contre les surtensions et les inversions de polarités à l'entrée. Par contre, ils ont quelques inconvénients. La consommation propre est plus importante que pour un régulateur classique et elle augmente avec le débit en sortie. Un condensateur de découplage de capacité assez élevée est indispensable pour la stabilité du montage. Un premier exemple de circuit intégré est le LM2930 de National Semiconductor. C'est un régulateur de tension fixe à trois bornes, disponible en 5 V et 8 V. Le boîtier est un TO220 et le brochage est identique à celui des régulateurs classiques. La configuration de base est celle de la figure VII-97. Le condensateur C_1 n'est nécessaire que si le régulateur est situé à une distance appréciable du filtre. Par contre, C_2 est

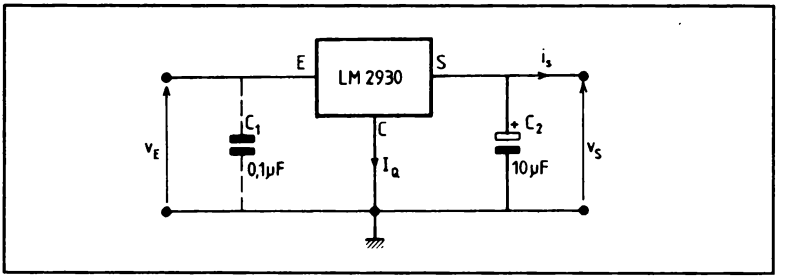


Fig. VII-97 : Régulateur à faible chute de tension.

indispensable à la stabilité du circuit. Sa capacité minimale est de 10 µF. Le circuit peut délivrer un courant de 150 mA à la charge et son fonctionnement est assuré avec un écart de 0,6 V entre les tensions d'entrée et de sortie. La tension d'entrée doit rester inférieure à 26 V pour un fonctionnement correct, mais le circuit accepte des surtensions jusqu'à 40 V et des tensions inverses jusqu'à −6 V (et même −12 V pendant 100 ms). Le courant de repos est assez élevé : 4 mA en valeur typique et 7 mA en valeur maximale pour une intensité de sortie de 10 mA, mais 18 mA en valeur typique et 40 mA en valeur maximale pour une intensité de sortie de 150 mA. L'évolution de la chute de tension minimale et du courant de repos en fonction de la charge est illustrée par les figures VII-98 et VII-99. Un autre circuit intégré, le LM2931, a des performances un peu supérieures. Le courant maximal n'est que de 100 mA, mais la consommation propre est inférieure (0,4 mA en valeur typique et 1 mA en maximum pour 10 mA en sortie) et le comportement vis-à-vis des surtensions et des inversions de polarité est meilleur (50 V en

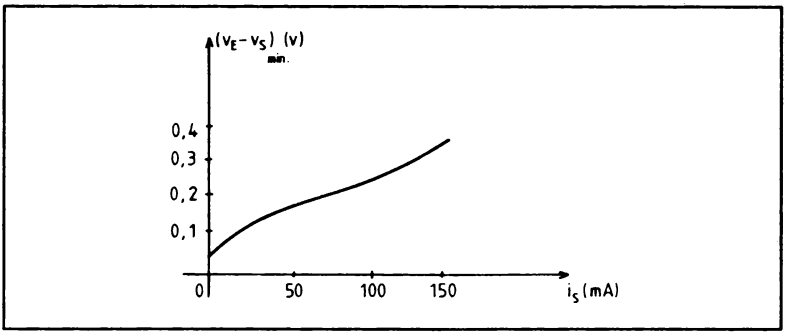


Fig. VII-98 : Allure des variations de la chute de tension minimale en fonction du courant de sortie pour le LM2930 ($\theta_j = 25°C$).

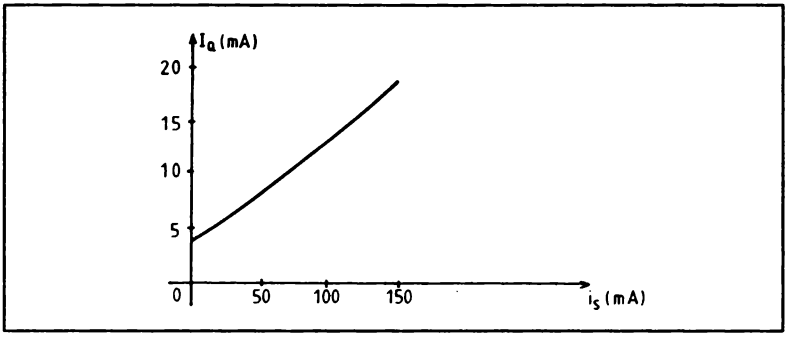


Fig. VII-99 : Allure des variations du courant de repos en fonction du courant de sortie pour le LM2930 ($\theta_j = 25°C$; $v_E = 14$ V).

direct, -15 V en inverse et -50 V en inverse pendant moins de 100 ms). La capacité du condensateur de sortie doit être un peu supérieure : au moins 22 μF. On choisit souvent 100 μF pour améliorer le comportement du régulateur en régime transitoire. Il existe également une version réglable du circuit, le LM2931CT. C'est un composant à cinq bornes : l'entrée E, la sortie S, la masse C, la broche de réglage R et une entrée marche/arrêt A. Le schéma de base est celui de la figure VII-100. Le courant de polarisation s'écoule par la masse tandis que l'intensité dans la connexion de réglage est très faible (de l'ordre de 1 μA). Cela autorise l'usage des résistances de valeurs élevées. La tension de référence V_r est présente entre les bornes S et R et sa valeur typique est de 1,2 V. La tension de sortie s'exprime par :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r$$

Pour compenser l'effet du courant de polarisation de la borne de

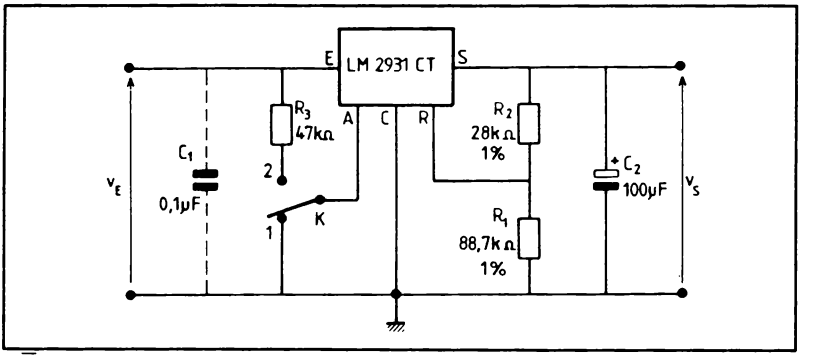


Fig. VII-100 : Régulateur de tension réglable à faible chute de tension.

réglage, il est conseillé de choisir 28 kΩ pour R_2. On prend donc 28 kΩ, 1 % si R_1 est une résistance fixe et 27 kΩ, 5 % si un réglage de R_1 est prévu. Il est possible d'ajouter un transistor externe pour augmenter le courant disponible en sortie. Pour conserver une faible chute de tension, on peut faire appel à un transistor au germanium.

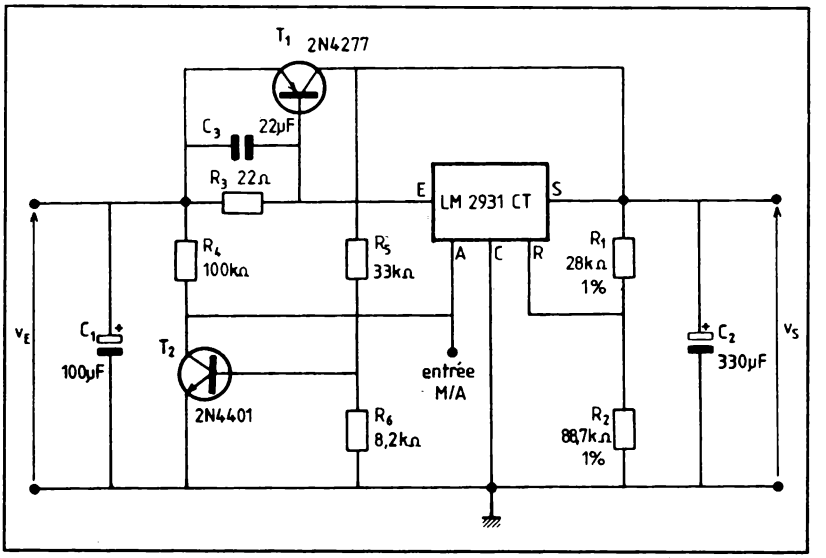


Fig. VII-101 : Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

Par exemple, le schéma de la figure VII-101 proposé par National Semiconductor est un régulateur 5 V, 5 A :

$$v_S = (1 + \frac{88,7}{28}) \times 1,2 = 5,00 \text{ V}$$

La chute de tension est de 0,7 V pour une intensité de 5 A. Le circuit possède une entrée de commande marche/arrêt et le transistor T_2 sert à la limitation du courant. En effet, le régulateur fonctionne quand l'entrée A est à la masse (T_2 saturé). Lorsque le courant dépasse un maximum imposé par les résistances R_5 et R_6, la tension de sortie décroît et bloque le transistor T_2. Le régulateur cesse alors de fonctionner et le transistor T_1 est protégé. D'autres circuits intégrés ont un courant maximal plus élevé. Par exemple, la série L47XX de SGS Thomson, disponible en 5 V, 8,5 V et 10 V peut délivrer 500 mA avec une chute de tension inférieure à 0,9 V. La série L48XX, disponible en 5 V, 8,5 V, 10 V et 12 V fournit 400 mA au maximum, avec une chute de tension inférieure à 0,7 V (moins de 0,4 V à 150 mA). Des améliorations constantes apparaissent dans les circuits récents. Le LM2940 de National Semiconductor peut délivrer 1 A avec une chute de tension minimale qui ne dépasse pas 1 V. Son courant de repos n'est que de 20 mA au maximum pour 1 A en sortie, à condition toutefois que l'écart entre les tensions d'entrée et de sortie soit supérieur à 2 V.

REGULATEUR A FAIBLE CONSOMMATION

Pour les systèmes alimentés par piles ou accumulateurs, la consommation propre des régulateurs est un inconvénient majeur. Certains circuits intégrés ont donc été optimisés pour ce paramètre. Par exemple, le LP2950 de National Semiconductor est un régulateur de tension fixe 5 V à faible consommation. Il est disponible en boîtier TO92 avec le même brochage que les régulateurs classiques. Il peut délivrer jusqu'à 100 mA et n'exige qu'un condensateur de 1 µF en sortie pour sa stabilité. Sa chute de tension minimale est faible :

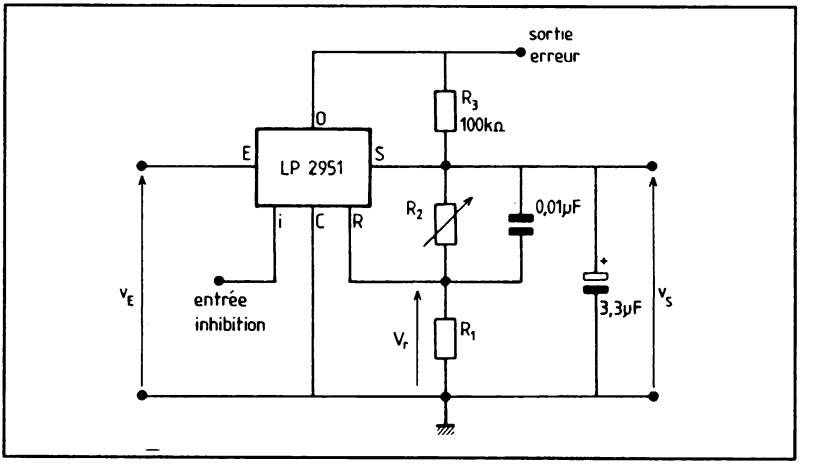


Fig. VII-102 : Régulateur de tension réglable à faible consommation.

0,6 V au maximum et moins de 0,15 V si le courant de sortie ne dépasse pas 100 μA. Sa consommation propre est très raisonnable : le courant qui s'écoule vers la masse est inférieur à 14 mA pour 100 mA en sortie et surtout, il ne dépasse pas 140 μA lorsque la charge demande moins de 100 μA. La valeur typique est 75 μA dans ce dernier cas. Cela permet une durée de vie importante pour la pile d'un système qui ne consomme un courant non négligeable que pendant de brèves durées au cours de son fonctionnement. Un autre circuit intégré, le LP2951 est réglable de 1,23 V à 30 V. Le schéma de base est indiqué à la figure VII-102. On y remarque une entrée d'inhibition qui permet de couper le régulateur lorsqu'il n'est pas utile et une sortie d'erreur qui permet de détecter les mauvais fonctionnements qui entraînent une chute de la tension de sortie de plus de 5 %. Le comparateur d'erreur étant à collecteur ouvert, il faut le polariser par une résistance externe R_3 dont la valeur peut être élevée (100 kΩ à 1 MΩ). La tension de sortie est donnée par la formule :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

V_r a une valeur typique de 1,235 V. L'intensité dans la borne de réglage étant très faible (de l'ordre de 20 nA), on peut employer des résistances élevées. Le courant de charge minimal du circuit étant de 1 μA, R_1 ne doit pas dépasser 1,2 MΩ. Pour minimiser les erreurs, on choisit en général une valeur de l'ordre de 100 kΩ. Parmi les circuits à très faible consommation, on peut citer le ICL7663S de GE-Intersil. Celui-ci consomme moins de 12 μA au repos. Le schéma de base est représenté à la figure VII-103. Les courants de sortie inférieurs à

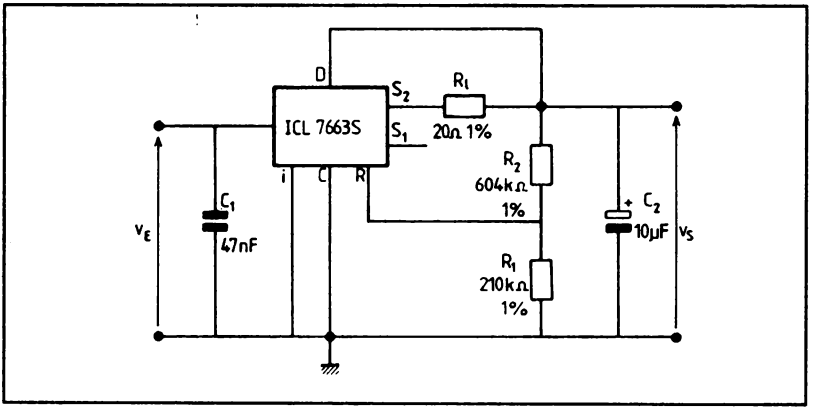


Fig. VII-103 : Régulateur à très faible consommation.

5 mA sont obtenus avec une chute de tension minimale en court-circuitant les bornes S_1 et S_2. Les courants plus élevés sont obtenus

sur la sortie S_2 avec la borne S_1 en l'air. La tension de sortie est donnée par la formule :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

La valeur typique de V_r est 1,3 V. La broche D permet une limitation d'intensité suivant la relation :

$$I_\ell = \frac{V_\ell}{R_\ell} \qquad (V_\ell = 0{,}5\ V)$$

Pour l'exemple de la figure, on a :

$$v_S = (1 + \frac{604}{210}) \times 1{,}3 = 5{,}04\ V$$

$$I_\ell = \frac{0{,}5}{20} = 25\ mA$$

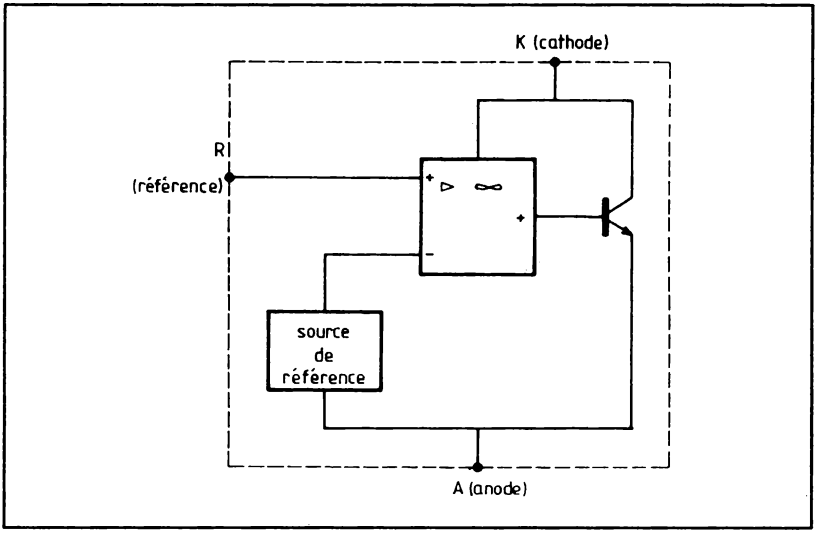


Fig. VII-104 : Schéma fonctionnel d'un régulateur parallèle réglable.

REGULATEUR PARALLELE

La plupart des régulateurs intégrés utilisés sont du type série. Il existe cependant des modèles du type parallèle qui peuvent parfois être intéressants. Le schéma fonctionnel est celui de la figure VII-104. Comme ce régulateur se comporte en fait comme une diode Zener dont on choisit la tension par une entrée de référence, on emploie en général le symbole de la figure VII-105. Il ne faut cependant pas oublier qu'il s'agit d'un circuit intégré. Un exemple est le régulateur

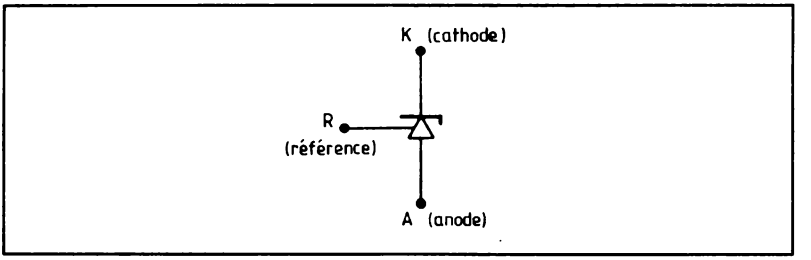


Fig. VII-105 : Symbole du régulateur parallèle réglable.

TL431 de Texas Instruments. Son brochage est donné à la figure VII-106. Ce circuit peut être utilisé avec des tensions de 2,5 V à 36 V et des intensités de 1 à 100 mA. Ses performances sont nettement

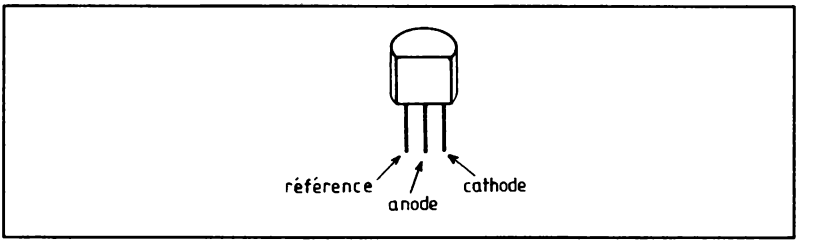


Fig. VII-106 : Brochage du régulateur parallèle TL431 (boîtier TO-92).

supérieures à celles d'une simple diode Zener. La figure VII-107 compare les caractéristiques de ces deux composants. La résistance dynamique du circuit intégré est d'environ 0,2 Ω, à comparer avec les quelques dizaines d'ohms de la diode. Le schéma de base est celui de

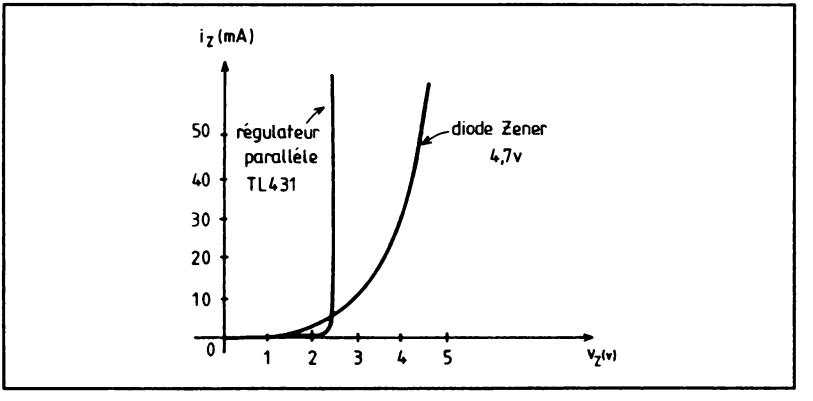


Fig. VII-107 : Comparaison entre les caractéristiques d'une diode Zener et d'un régulateur parallèle.

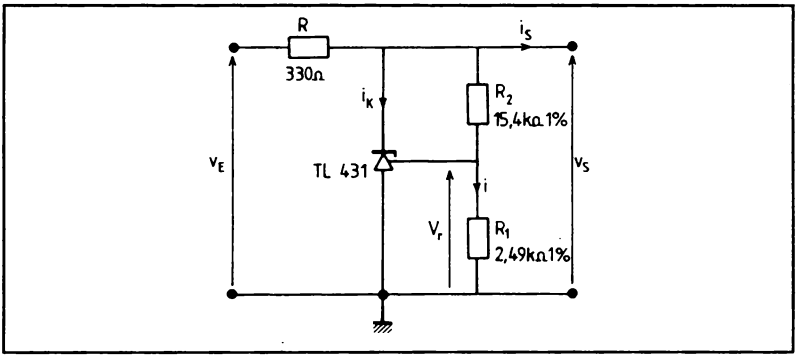


Fig. VII-108 : Montage de base du régulateur parallèle.

la figure VII-108. A condition de fixer un courant de pont nettement supérieur au courant de la borne R, on a :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

La valeur typique de V_r est 2,495 V (dispersion de 2,440 V à 2,550 V). La résistance R se choisit comme pour un stabilisateur à diode Zener.

Exemple

On veut obtenir une tension de 18 V pour une charge qui peut consommer jusqu'à 15 mA.

Le courant dans la borne de référence étant inférieur à 4 μA, on s'impose 1 mA dans le pont résistif. Le résultat sera ainsi indépendant de la valeur exacte de l'intensité dans la référence. On choisit ainsi R_1 :

$$R_1 = \frac{V_r}{i}$$

$$R_1 = \frac{2,5}{1} = 2,5\ k\Omega$$

Afin d'avoir une bonne précision sur la tension, on prend des résistances dans la série E96. La valeur 2,49 kΩ, 1 % est adoptée pour R_1. La résistance R_2 fixe alors la tension de sortie. On a :

$$R_2 = (\frac{v_S}{V_r} - 1)\ R_1$$

Soit :

$$R_2 = (\frac{18}{2,5} - 1) \times 2,49 = 15,4\ k\Omega$$

On choisit donc la valeur 15,4 kΩ, 1 % pour R_2. On s'impose une tension de 24 V en entrée. La résistance R est soumise à la tension

$v_E - v_S$. Elle doit permettre le passage du courant maximal de la charge et des courants dans le régulateur (1 mA minimum) et dans le diviseur résistif (1 mA). Sa valeur maximale est donc :

$$R_{max} = \frac{v_E - v_S}{i_{S\,max} + i_{K\,min} + i}$$

Soit :

$$R_{max} = \frac{24 - 18}{15 + 1 + 1} = 0{,}353\ k\Omega$$

On choisit par exemple R = 330 Ω, 5 %.

Il est possible d'augmenter la puissance d'un régulateur parallèle en ajoutant un transistor supplémentaire comme le montre la figure VII-109. La relation qui définit la tension de sortie est la même que

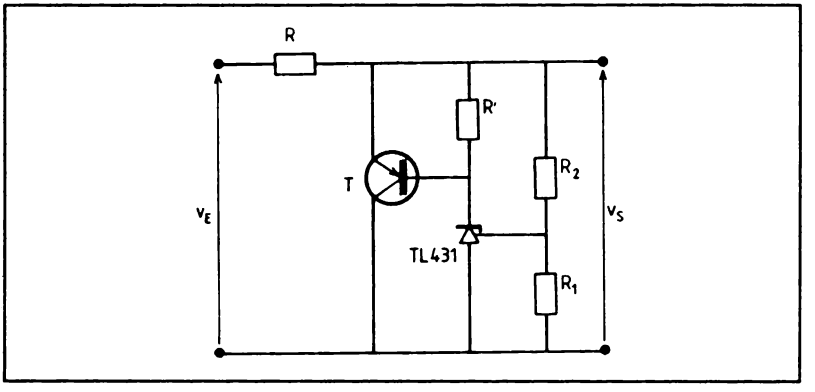


Fig. VII-109 : Régulateur parallèle pour fort courant.

précédemment. On peut aussi remplacer la diode Zener d'un stabilisateur série par un régulateur parallèle (figure VII-110).

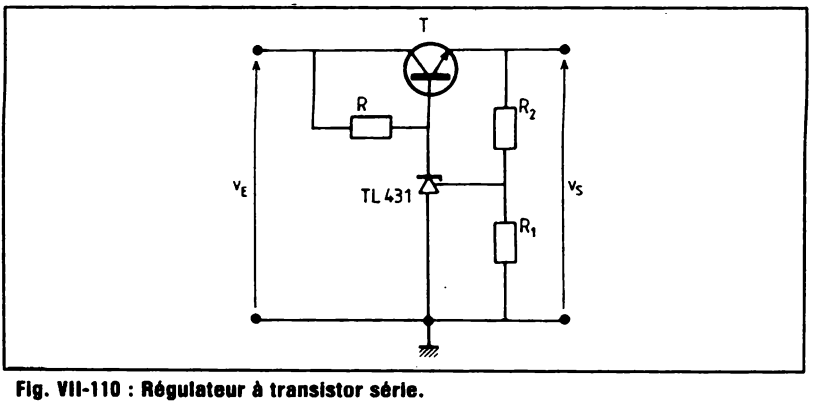


Fig. VII-110 : Régulateur à transistor série.

L'expression de la tension de sortie ne change pas et la résistance R se calcule comme pour un stabilisateur à diode Zener :

$$R_{max} = \frac{v_E - (v_{BE} + v_S)}{i_{B\,max} + i_{K\,min}}$$

Pour obtenir des courants élevés, on utilise un Darlington comme le montre la figure VII-111. Enfin, on peut associer un régulateur de

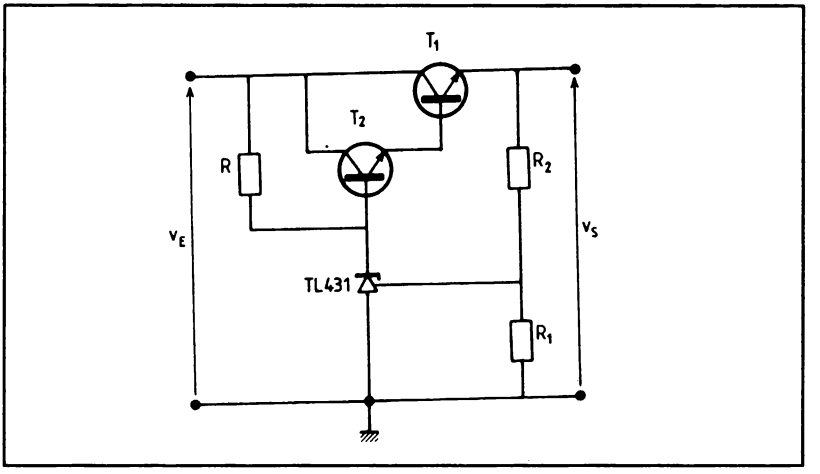


Fig. VII-111 : Augmentation du courant avec un montage Darlington.

tension fixe et un régulateur parallèle pour obtenir une tension réglable (figure VII-112). Si v_{SR} est la tension nominale du régulateur série et V_r la tension de référence du régulateur parallèle, la valeur minimale qu'on peut obtenir en sortie est :

$$v_{S\,min} = v_{SR} + V_r$$

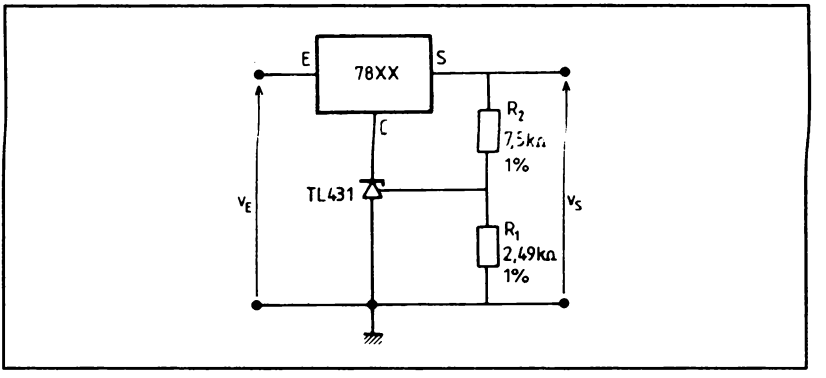


Fig. VII-112 : Combinaison d'un régulateur série et d'un régulateur parallèle.

Exemple
On veut obtenir 10 V avec un régulateur 7805. C'est possible puisque le minimum vaut :

$$v_{S\,min} = 5 + 2{,}5 = 7{,}5 \text{ V}$$

On choisit $R_1 = 2{,}49$ kΩ, 1 % pour obtenir un courant de pont de 1 mA (voir plus haut). La valeur à attribuer à R_2 est alors :

$$R_2 = (\frac{10}{2{,}5} - 1) \times 2{,}49 = 7{,}47 \text{ k}\Omega$$

On choisit donc $R_2 = 7{,}5$ kΩ, 1 %. La tension d'entrée du régulateur doit être supérieure d'au moins 3 V à la tension de sortie. On choisit par exemple $v_E = 15$ V.

Table des matières

Préface **5**

Chapitre 1
Présentation **7**
— Rôle de l'alimentation
— Différents types d'alimentations
  • Alimentation non stabilisée
  • Alimentation stabilisée ou régulée
  • Convertisseur de tension

Chapitre 2
Transformateur **11**
— Principe
— Transformateur idéal
— Transformateur réel
— Transformateur en charge sur redresseur
— Mise sous tension d'un transformateur

Chapitre 3
Redresseurs **31**
— Redressement
  • Fonction réalisée
  • Grandeurs caractéristiques d'un signal redressé
— Diode
  • Diode idéale
  • Diode à jonction
  • Modélisation
  • Limites d'utilisation
  • Caractéristiques électriques
— Redresseur monophasé
  • Principe
  • Calcul des grandeurs caractéristiques du signal redressé
  • Etude énergétique
  • Influence des imperfections de la diode

• Obtention d'une tension négative
• Choix des composants
— Redresseur biphasé à simple voie
• Principe
• Calcul des grandeurs caractéristiques du signal redressé
• Etude énergétique
• Influence des imperfections des diodes
• Obtention d'une tension négative
• Choix des composants
— Redresseur biphasé à double voie
• Principe
• Calcul des grandeurs caractéristiques
• Influence des imperfections des diodes
• Obtention d'une tension négative
• Choix des composants
— Comparaison entre les trois montages

Chapitre 4
Filtres capacitifs **69**
— Filtre d'un redresseur monophasé
• Principe
• Influence des imperfections de la diode et du transformateur
• Cas particulier d'une faible ondulation
• Calculs approchés
• Choix des composants
• Courbes de Schade
• Obtention d'une tension négative
— Filtre d'un redresseur biphasé
• Principe
• Influence des imperfections des diodes et du transformateur
• Cas particulier d'une faible ondulation
• Calculs approchés
• Choix des composants
• Courbes de Schade
• Obtention d'une tension négative

Chapitre 5
Stabilisateurs et régulateurs - Généralités **113**
— Classification
• Stabilisateur et régulateur
• Régulateur de tension et régulateur de courant
• Régulateur linéaire et régulateur à découpage
• Régulateur de tension positive ou négative
• Régulateur abaisseur, élévateur ou inverseur
— Grandeurs caractéristiques

Chapitre 6
Stabilisateurs de tension **121**
— Propriétés de la diode Zener
  • Caractéristiques
  • Modélisation
  • Influence de la température
  • Association de diodes Zener
  • Bruit
— Stabilisateur parallèle à diode Zener
  • Principe
  • Choix des composants
  • Coefficients de stabilisation
— Stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor
  • Principe
  • Choix des composants
  • Coefficients de stabilisation
  • Avantages et inconvénients
— Stabilisateur série à diode Zener et transistor
  • Principe
  • Choix des composants
  • Coefficients de stabilisation
  • Augmentation de la puissance
  • Avantages et inconvénients

Chapitre 7
Régulateurs de tension linéaires **147**
— Régulateur à amplificateur opérationnel
  • Principe
  • Coefficients de régulation
  • Réglage de la tension
  • Augmentation du courant de sortie
  • Régulateur double
  • Influence des imperfections de l'amplificateur opérationnel
  • Choix des composants
— Régulateur intégré à usages multiples
  • Caractéristiques
  • Régulateur série
  • Augmentation du courant de sortie
  • Régulateur parallèle
— Régulateur de tension fixe à trois bornes
  • Caractéristiques
  • Montage de base (régulateur de tension positive)
  • Montage de base (régulateur de tension négative)
  • Augmentation du courant de sortie
  • Modification de la tension de sortie
  • Régulateur pour tension d'entrée élevée
  • Inhibition d'un régulateur

- Obtention de deux tensions différentes
- Régulateur double
- Régulateur double à tension réglable

— Régulateur de tension réglable à trois bornes
- Caractéristiques
- Montage de base (régulateur de tension positive)
- Montage de base (régulateur de tension négative)
- Réglage de la tension
- Commutation de la tension de sortie
- Amélioration de la stabilité
- Augmentation du courant de sortie
- Inhibition
- Mise sous tension progressive
- Régulateur double

— Autres régulateurs intégrés
- Régulateur de tension réglable à quatre bornes
- Régulateur de tension et de courant réglable
- Régulateur de tension symétrique
- Régulateur haute tension
- Régulateur à faible chute de tension
- Régulateur à faible consommation
- Régulateur parallèle

THEMES ABORDES

DANS LE 2ème TOME DES ALIMENTATIONS

CHAPITRE 8 : Structure des convertisseurs à découpage.

CHAPITRE 9 : Régulateurs de tension à découpage.

CHAPITRE 10 : Stabilisateurs et régulateurs de courant.

CHAPITRE 11 : Protection et surveillance des alimentations.

CHAPITRE 12 : Convertisseur continu-continu sans bobinage.

CHAPITRE 13 : Redresseurs élévateurs de tension.

CHAPITRE 14 : Alimentations sans isolement.

CHAPITRE 15 : Echauffement des composants.

Tous les circuits électroniques ont un point commun : ils ont besoin d'énergie pour fonctionner. Sauf rares exceptions, cette énergie est fournie par une source de tension continue : l'alimentation. Cet ouvrage propose d'en maîtriser la conception et le principe. Etant donné le niveau de détail des sujets abordés, il est divisé en deux tomes : le premier va du transformateur au régulateur de tension. Le second aborde des technologies plus poussées allant des alimentations à découpage jusqu'aux circuits de protection. Au fil de ces deux tomes, l'auteur délivre les données mathématiques et physiques indispensables à la compréhension des phénomènes qui régissent le fonctionnement des composants utilisés dans les alimentations. Mais leur lecture permet aussi d'appliquer ces connaissances au calcul de circuits d'alimentation directement utilisables par l'amateur aussi bien que par l'électronicien chevronné qui y trouvera les références dont il a besoin.

Pierre Mayé est agrégé de physique et professeur en BTS d'électronique.

emap alpha

Diffusion

EYROLLES

9 782903 055387